

K. ZEILINGER

# Die Kurskoppelanlage der SNCAN als Beispiel eines Einzweck-Analogrechners mit elektromechanischen Bauelementen

DK 681.142-83-523.8:527.6

Die im folgenden behandelten Bauelemente stellen industrielle, markt-gängige Bauformen für Einzweck-Analogrechner dar. Eine praktische Anwendung wird am Beispiel einer Flugzeug-Kurskoppelanlage erläutert. Hier wird mit Vorteil von Bauelementen der Elektro-Feinmechanik und der Feindrahttechnik Gebrauch gemacht. Das beschriebene Gerät wurde von der französischen Flugzeugfirma SNCAN entwickelt. Der Vorteil der dabei angewandten elektromechanischen Lösung besteht namentlich in besonders kleinem Raumbedarf und im geringen Gewicht der Gesamtanlage. Dieser Vorteil war dafür maßgebend, daß die elektromechanische der rein elektronischen Ausführung vorgezogen wurde.

## 1. Aufgaben der Kurskoppelanlage

Die Kurskoppelanlage übernimmt die Aufgabe des Navigators und arbeitet im Gegensatz zu diesem automatisch und stetig. Sie ist eine von der Bodenpeilung unabhängige Navigationshilfe. Entsprechend den Navigations-Grundgleichungen, die für ein Flugzeug gelten, hat das Gerät die Meßgrößen Kurs, Fahrt und Zeit fortlaufend zu erfassen und diese Werte in einem Analogrechnenkreis zur Standortangabe des Flugzeuges zu verarbeiten.

Der Standort wird je nach dem Verwendungszweck des Flugzeuges entweder durch die Angabe der jeweiligen zwischen Start und Ziel zurückgelegten Entfernung und Angabe der seitlichen Abweichung festgelegt (Standlinienverfahren) oder durch die jeweilige Entfernung zwischen Standort und Ausgangsbasis und Angabe des Rückkurses, der auf die Ausgangsbasis zurückführt (Polarkoordinatenverfahren). Der Betrachtung liegt letztere Darstellung zugrunde.

Da in der Rechenanlage die Schwankungen und Änderungen von Kurs und Fahrt laufend kontrolliert und augenblicklich erfaßt werden, ist die Genauigkeit größer als diejenige, die ein Navigator an Bord erreichen kann.

## 2. Arbeitsverfahren

### 2.1 Vom Rechengesetz zu verarbeitende Gleichungen

Für die Standortangabe in Polarkoordinaten lauten die Navigationsgleichungen

$$E = E_0 + \int_0^t [V_E \cdot \cos(K - Kr) + V_w \cdot \cos(W - Kr)] \cdot dt \quad (1)$$

$$Kr = Kr_0 + \int_0^t [V_E \cdot \sin(K - Kr) + V_w \cdot \sin(W - Kr)] \cdot \frac{1}{E} \cdot dt \quad (2)$$

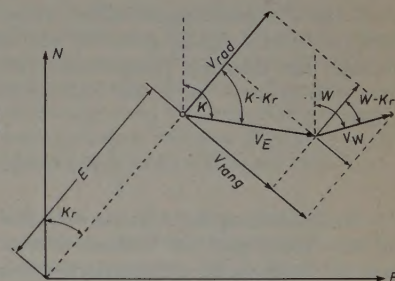
In ihnen bedeuten  $E$  = Entfernung,  $Kr$  = Rückkurs,  $V_E$  = wahre Fluggeschwindigkeit,  $V_w$  = Windgeschwindigkeit,  $K$  = anliegender Kurs und  $W$  = Windrichtung.

Die Gleichungen sind abgeleitet aus dem Geschwindigkeitsvektordiagramm (Bild 1), aus dem sich die Radialgeschwindigkeit (in Richtung des Rückkurses) und die Tangentialgeschwindigkeit (senkrecht zum Rückkurs) ergeben.

$$V_{\text{rad}} = V_E \cos(K - Kr) + V_w \cos(W - Kr) \quad (3)$$

$$V_{\text{tang}} = V_E \sin(K - Kr) + V_w \sin(W - Kr) \quad (4)$$

Bild 1.  
Geschwindigkeitsdiagramm  
und Koordinatenzerlegung



Aus der Beziehung für die zeitliche Änderung des Rückkurses folgt

$$\frac{dKr}{dt} = \frac{V_{\text{tang}}}{E} \quad (5)$$

Der Rückkurs ergibt sich durch Integration.

$$Kr = \int_0^t \frac{V_{\text{tang}}}{E} \cdot dt \quad (6)$$

### 2.2 Koordinatenzerlegung des Geschwindigkeitsvektors

Für die Koordinatenzerlegung stehen sogenannte sin-cos-Rechenpotentiometer (Bild 2) zur Verfügung. Sie bestehen aus einem endlos gewickelten Feindraht-Potentiometering, der vier, in gleichen Abständen angebrachte Anzapfungen trägt, also vier gleiche Quadranten aufweist. Die Wicklung hat an weiteren, geeignet gewählten Stellen zusätzliche Anzapfungen, zwischen denen abgestimmte Nebenwiderstände liegen, die die lineare Kennung eines Quadranten in die gewünschte sinusförmige umwandeln. Die Wicklung wird von zwei um 90° versetzten, elektrisch voneinander getrennten Schleifern abgegriffen. Der Aufbau ist vereinfacht im Bild 3 dargestellt.

Wird das Schleiferpaar über die Antriebswelle um den Winkel  $\alpha$  verdreht, das Gehäuse um  $\beta$ , und liegt eine Spannung  $2 U_0$  zwischen den Klemmen 1 und 2, so ist die an den Klemmen 3 und 4 abgenommene Spannung in jedem Augenblick



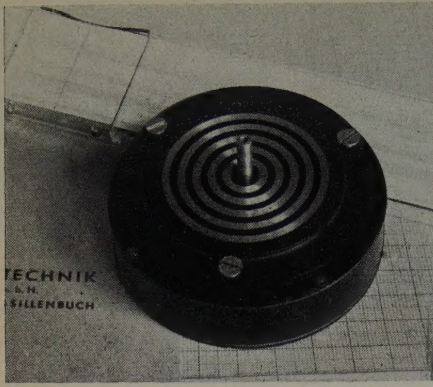


Bild 2. sin-cos-Rechenpotentiometer

$$U_1 = U_0 [\sin(\alpha \pm \beta)]$$

die an den Klemmen 3 und 5 abgenommene Spannung aber

$$U_2 = U_0 [\cos(\alpha \pm \beta)]$$

da sie zu  $U_1$  wegen der Orientierung der Schleifer zueinander um  $90^\circ$  phasenverschoben ist.

### 2.3 Integration

Als elektromechanischer Integrator wurde ein sogenannter Integrationsmotor gewählt, dessen Drehzahl in einem Regelbereich von mindestens 1 : 700 streng proportional der Spannung ist. Es gilt also

$$n = K \cdot U \quad (9)$$

Zählt man die Anzahl der Umdrehungen innerhalb der Integrationszeit, so erhält man

$$N = \int_0^t K \cdot U \cdot dt \quad (10)$$

Wird ein Übersetzungsverhältnis zwischen Integrationsmotor und mechanischem Ausgang gewählt, das beispielsweise eine volle Umdrehung am Ausgang (Zeigerwelle) für die voraussichtlich größte Integrationszeit — in diesem Fall die maximale Flugzeit — ergibt, so ist

$$\alpha = \int_0^t K \cdot U \cdot dt \quad (11)$$

Die Winkelstellung der Abtriebswelle des Integrators ist also ein Maß für das Zeitintegral der veränderlichen, angelegten Spannung. Will man das Zeitintegral als elektrisches Potential zur Verfügung haben, so koppelt man die Abtriebswelle mit einem Feindrahtpotentiometer. Eine solche industriell gefertigte Integrationseinheit, an der ein dem

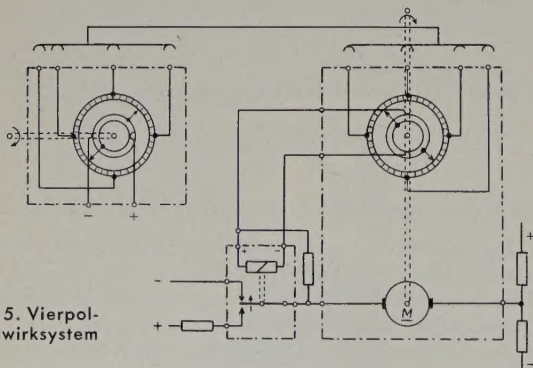
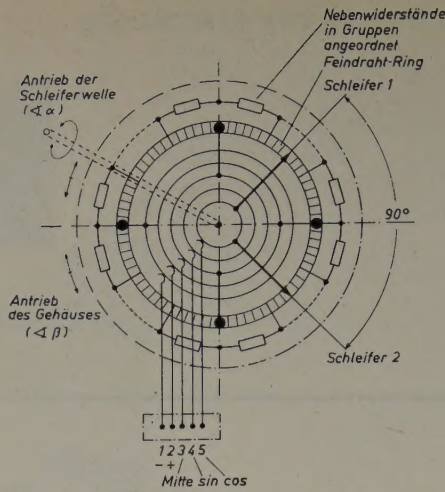


Bild 5. Vierpol-Fernwirksystem

Zeitintegral proportionales Potential an einem Feindrahtpotentiometer abgegriffen wird, zeigt Bild 4. Das Ausgangspotentiometer kann auch als Geber für das Vierpol-Fernwirksystem nach Bild 5 abgebildet sein.

### 2.4 Stellssysteme

Für die Stellungsübertragung, zum Beispiel die Fernbedienung, wird das Vierpol-Gleichstrom-Vollkreisverfahren angewendet, dessen



← Bild 3. Funktions- und Anschlussschema für ein sin-cos-Rechenpotentiometer

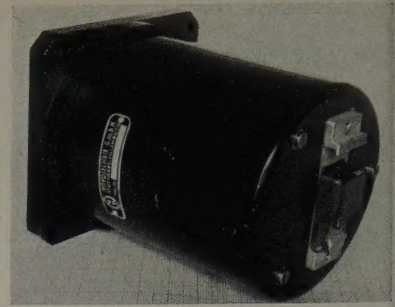


Bild 4. Integrationseinheit mit Potentiometerausgang für Schalttafeleinbau

(7) Prinzip aus Bild 5 hervorgeht. Das System stellt einen  $P$ -Regler mit Kraftverstärkung am Ausgang dar.

(8) Als Stellungsgeber wird ein endlos gewickeltes Feindraht-Ringpotentiometer mit vier regelmäßig verteilten Anzapfungen verwendet, dessen Edelmetallwicklung von zwei um genau  $180^\circ$  versetzten Schleifern abgegriffen wird. Der Meßweg ist  $360^\circ$  oder auch ein Vielfaches davon.

Der Empfänger wird durch ein motorgetriebenes Potentiometer gleichartigen Aufbaues dargestellt. Das Potentiometer des Stellungsgebers und das des Stellungsempfängers bilden eine automatisch abgleichende Widerstandsbrücke in einer von der klassischen Wheatstone-Brücke etwas abweichenden Form.

Als Indikator für die erfolgte Brückenabstimmung wird ein polarisiertes, hochempfindliches Tastrelais verwendet, das den Gleichspannungs-Stellmotor des Empfangspotentiometers direkt steuert. Das Stellsystem arbeitet ohne Hilfsverstärker (kein Röhrenverstärker oder Magnetverstärker).

Die Stellgenauigkeit des Systems ist  $0,5^\circ$  bei einem Nutzdrehmoment von  $300 \text{ cm} \cdot \text{g}$ . Für industrielle Aufgaben gibt es auch Ausführungen mit  $15 \text{ cm} \cdot \text{kg}$  und bis  $100 \text{ cm} \cdot \text{kg}$  nutzbarem Stellmoment am Ausgang bei gleicher Übertragungsgenauigkeit.

Die drei Grundbauelemente Stellungsgeber, polarisiertes Feintastrelais und Motorpotentiometer als Empfänger in ihrer industriellen Ausführung und ihre Größenverhältnisse veranschaulicht Bild 6.

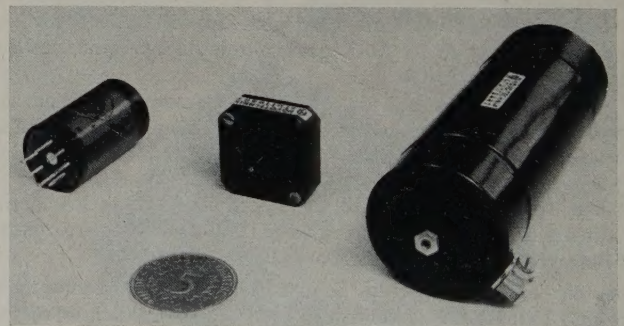


Bild 6. Bauelemente einer Stellungs-Fernübertragung mit elektromechanischer Kraftverstärkung. Links: polarisiertes Relais ( $1 \mu\text{W}$  Ansprechbedarf), Mitte: Kleinstlagengeber mit  $0,6 \text{ cm} \cdot \text{g}$  Antriebsbedarf. Rechts: Lagenempfänger

Das polarisierte Feintastrelais wird außerdem als Abgleichelement in selbstabgleichenden Wheatstone-Brücken und der Stellmotor zusammen mit anderen mechanischen Mitteln (Nockenschalter, Schaltsegmente usw.) verwendet. Bild 7 gibt die für den Regeltechniker wichtigen Kennlinien des Mikro-Stellmotors wieder, der als Einbaumotor mit Übersetzungsgetriebe 1 : 75 (Bild 8) geliefert wird.

### 2.5 Grundschialtung für die Lösung des unter 2.1 gestellten Rechenproblems und technische Einzelheiten

Die Lösung der unter 2.1 aufgeführten Navigations-Grundgleichungen (1) und (2) wurde nach dem Schema Bild 9 verwirklicht. Die Darstellung wurde zum besseren Verständnis vereinfacht.



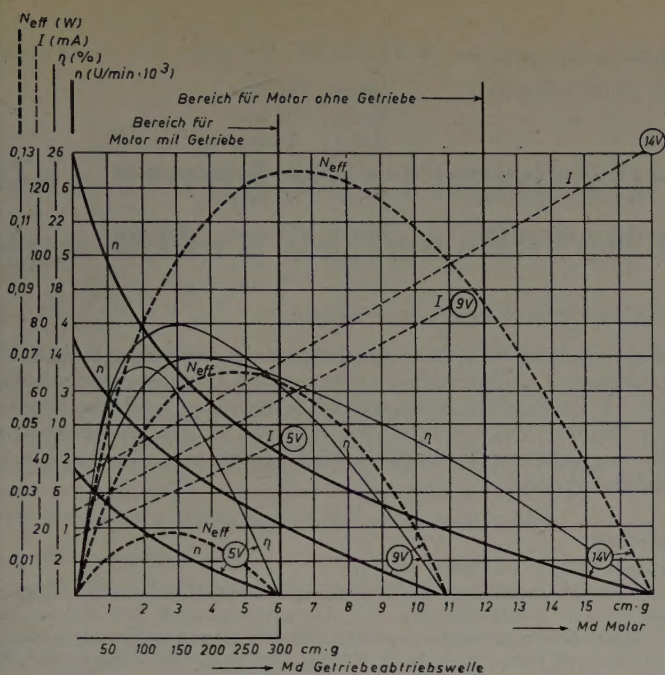


Bild 7. Kennlinien des benutzten Mikro-Stellmotors

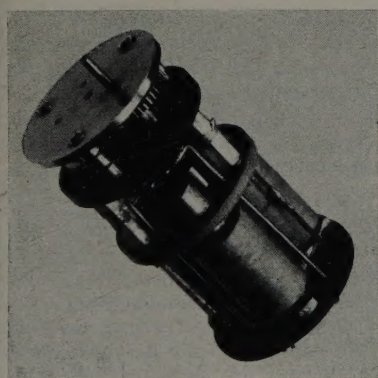


Bild 8. Gleichstrom-Mikro-Stellmotor (Einbautyp). Anlaufzeit 20 ms, Anlaufdrehmoment 19 cm · g mit Getriebe 1 : 75 (nat. Größe)

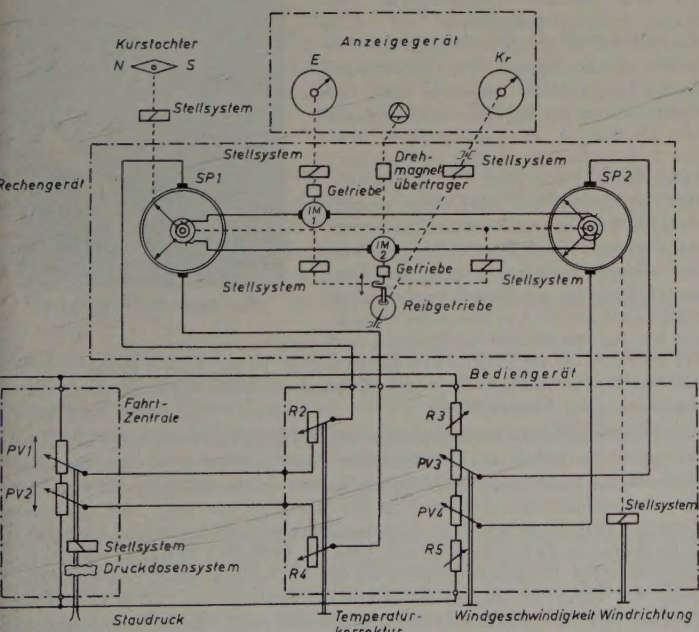


Bild 9. Grundschaltplan des Rechenkreises der Kurskoppelanlage von SNCAN

Die wahre Fluggeschwindigkeit  $V_E$  wird als Staudruck mit einer Differenzdruckdose gemessen und die Anzeige über ein Stellsystem auf zwei Potentiometer  $PV1$  und  $PV2$  des Rechengerätes fernübertragen, an denen eine der Fluggeschwindigkeit proportionale Spannung abgegriffen wird. Diese Spannung dient als Speisespannung  $2 U_0$

für das sin-cos-Rechenpotentiometer  $SP1$ . Die Regelwiderstände  $R2$  und  $R4$  dienen zur Berücksichtigung des eventuellen Temperaturganges der Druckdosen des Fahrtmessers.

Von der Kurstocher  $N-S$ , die den magnetischen mißweisenden Kurs  $K$  fortlaufend mißt, wird über ein Stellsystem das Gehäuse des sin-cos-Potentiometers  $SP1$  angetrieben. Da der Kurskreis einen Autosyn-Ausgang aufweist, ist dem Tastrelais ein Synchroverstärker vorgeschaltet. Die Schleiferpaare der sin-cos-Rechenpotentiometer  $SP1$  und  $SP2$  sitzen auf einer gemeinsamen Welle. Sie werden über ein weiteres Stellsystem dem augenblicklichen Wert des Rückkurses  $Kr$  nachgeführt, wie später gezeigt wird.

Das sin-cos-Rechenpotentiometer  $SP2$  berücksichtigt nach Zerlegung in die radiale und tangential Komponente die durch den auf dem Flug herrschenden Wind verursachte Abtrift. Die Werte für Windgeschwindigkeit  $V_w$  und Windrichtung  $W$  werden auf Grund der flugmeteorologischen Auskunft von Hand eingegeben.

Die Windgeschwindigkeit  $V_w$  wird mittels der Feindraht-Potentiometer  $PV3$  und  $PV4$  als Speisespannung für  $SP2$  und die Windrichtung  $W$ , bezogen auf den Vektor „Startort — Zielort“, als Verdrehung des Gehäuses des Rechenpotentiometers  $SP2$  eingeführt. Die Gehäusestellung entspricht also der Windrichtung, die angelegte Spannung der Windgeschwindigkeit. Da wegen der örtlichen Bedingungen an Bord das Bediengerät, in das die meteorologischen Werte eingegeben werden, vom Rechenteil getrennt ist, wird für die Fernübertragung des Stellungswertes „Windrichtung“ auf den Rechenteil ebenfalls ein Stellsystem verwendet.

Nach dem Vorausgegangen werden also zwischen den korrespondierenden Abgreifern von  $SP1$  und  $SP2$  die Spannungen

$$V_E \cos(K - Kr) + V_w \cos(W - Kr)$$

(entsprechend der Radialgeschwindigkeit nach Gl. (3)) und

$$V_E \sin(K - Kr) + V_w \sin(W - Kr)$$

(entsprechend der Tangentialgeschwindigkeit nach Gl. (4)) abgegriffen.

Die erste der beiden Spannungen wird dem „Entfernungs“-Motor  $IM1$  als Klemmenspannung zugeführt. Dort wird der Spannungswert über die Zeit integriert, das heißt, der jeweilige Zahlenwert der insgesamt ausgeführten Umdrehungen des Motors  $IM1$  ist — nach der Navigations-Grundgleichung (1) — proportional dem Wert für die Entfernung  $E$ . Über ein Stellsystem wird der Wert  $E$  in dem vom Rechenteil örtlich getrennten Anzeigegerät als proportionale Zeigerstellung entsprechend der zurückgelegten radialen Entfernung vom Standort an einer Skala zur Anzeige gebracht und damit dem Piloten übermittelt.

Die der Tangentialgeschwindigkeit entsprechende Spannung wird zwischen dem zweiten korrespondierenden Schleiferpaar abgenommen und steuert einen zweiten Integrationsmotor  $IM2$ . Seine jeweilige Drehzahl entspricht also dem jeweiligen Wert des Ausdrucks für die

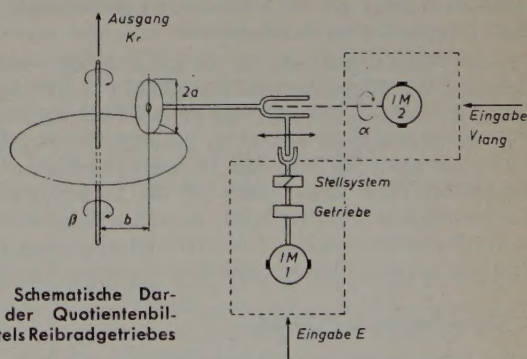


Bild 10. Schematische Darstellung der Quotientenbildung mittels Reibradgetriebes

Tangentialgeschwindigkeit  $V_{tang}$  nach Gl. (4), bezogen auf den Bezugspunkt (beispielsweise den Startort). Diese Geschwindigkeit muß aber nach Gl. (5) für die zeitliche Änderung des Rückkurses  $\frac{dKr}{dt}$  in eine ihr entsprechende Winkeländerung umgeformt werden. Diese Umformung  $\frac{V_{tang}}{E}$  wurde mittels eines Reibradgetriebes verwirklicht. Das Schema Bild 10 zeigt das Prinzip.



Wird das Reibrad mit dem Durchmesser  $2a$  mit der Drehzahl  $\dot{a}$  angetrieben und ist sein Abstand vom Mittelpunkt der Reibscheibe  $b$ , so ist die Winkelgeschwindigkeit der getriebenen Reibscheibe

$$\dot{\beta} = \dot{a} \cdot \frac{a}{b} \quad (12)$$

Wählt man  $\dot{a} = k_1 \cdot V_{\text{tang}}$  und  $b = k_2 \cdot E$ , so wird

$$\dot{\beta} = C \cdot \frac{V_{\text{tang}}}{E} = C \cdot \frac{V_E (\sin K - Kr) + V_w \sin (W - Kr)}{E} \quad (13)$$

und mit Gl. (5)

$$\dot{\beta} = C \cdot \frac{dKr}{dt}$$

wobei  $C = \text{const}$  ist. Mit Gl. (6) und  $C = 1$  ergibt sich somit

$$\beta = K \quad (14)$$

Die Stellung  $\beta$  der getriebenen Reibscheibe entspricht also unter der Voraussetzung von  $C = 1$  direkt dem Rückkurs. Aus der Stellung der Reibscheibe kann also unmittelbar der Rückkurs abgelesen werden. Ihre Stellung wird außerdem über ein Stellsystem auf die Schleiferpaare von *SP 1* und *SP 2* übertragen, da diese ja dem Rückkurs nachgeführt werden müssen. Die Eingabe der Entfernung  $E = k \cdot b$  erfolgt ebenfalls über ein Stellsystem von der Integrationseinheit *IM 1* aus. Somit ist das eingangs gestellte Problem gelöst.

## 2.6 Anwendungsgrenzen der Anlage

Es ergaben sich einige Besonderheiten, auf die noch kurz eingegangen werden soll.

Der Grenzwert für das Quotientenverhältnis  $\frac{V_{\text{tang}}}{E}$ , das mit dem

Reibradgetriebe verwirklicht werden kann, entspricht dem mit dem Reibradgetriebe realisierbaren Untersetzungsverhältnis. Dieser Grenzwert liegt bei 1:15. Ist der Flugbereich 1000 km, so muß also im Bereich von weniger als 70 km Entfernung von der Basis ein Hilfsmittel benutzt werden, um den Rechner betriebssicher verwenden zu können. Als Ausweg wurde eine Zweigangschaltung für den Reibrad-Quotientenbildner verwendet, die von  $E$  abhängig umgeschaltet wird.

Aus der Grundgleichung (1) für  $E$  ergibt sich, daß für Entfernungen  $E \rightarrow E_0$ , also in unmittelbarer Umgebung der Abflugbasis, der Rückkurs einen unbestimmten Wert annimmt. Deshalb wurde für  $E < 5$  km eine Ersatz-Rechenschaltung für den Rückkurs  $Kr$  eingeführt.

Der Kurskoppler rechnet in geografischen Koordinaten und mit den richtigen Vorzeichen für die Faktoren von Geschwindigkeit und Wind. Der Kurskreisel gibt aber den mißweisenden, vom magnetischen Kompaß übernommenen Kurs. Damit wird eine Korrektur nötig, die die magnetische Mißweisung des Kreiselkompasses berücksichtigt. Diese Mißweisung wird ebenfalls von Hand eingegeben und gleichzeitig die Anzeige auf die magnetischen Koordinaten, mit denen an Bord gerechnet wird, zurückgeführt.

Für die Funktionskontrolle ist ein Kontrollkreis vorgesehen, der bei Stillstand des Flugzeuges eine bestimmte Fluggeschwindigkeit nachbildet. Im Anzeigegerät wird dem Piloten durch ein Drehschauzeichen (vgl. Grundschaltplan Bild 9) der günstigste Kurs angegeben. Ist er auf einem Kurs, bei dem das Drehschauzeichen zur Ruhe kommt (Stellmotor *IM 2* steht), dann ist die Tangentialkomponente der Geschwindigkeit Null, das heißt, die wahre Fluggeschwindigkeit liegt in der Radialkomponente. Dies bedeutet aber nach Bild 1, daß das Flugzeug auf dem direkten, also dem kürzesten Kurs liegt.

## 3. Abmessungen und Gewichte

Die gesamte Kurskoppelanlage besteht aus vier Teilen:

- 1) der Fahrtzentrale für die Ermittlung der wahren Fluggeschwindigkeit und zur Umwandlung dieses Wertes in ein proportionales elektrisches Potential,
- 2) dem Bediengerät, im wesentlichen für die Eingabe der meteorologischen Daten bestimmt,
- 3) dem Anzeigegerät für Entfernung und Rückkurs mit Eingabe der Mißweiskorrektur und
- 4) dem Rechengerät.

Die Abmessungen sind

für die Fahrtzentrale	Länge 288 mm
	Breite 92 mm
	Höhe 91 mm
für das Bediengerät und das Anzeigegerät	normale Bordinstrumentengröße 80 mm Ø
für das Rechengerät	Länge 274 mm
	Breite 182 mm
	Höhe 135 mm

Das Gewicht der Gesamtanlage ist 8,8 kg.

Sie arbeitet bei 2% Gesamtgenauigkeit in einem Flugbereich bis 500 Meilen, 0...12 km Höhe und bis zu 650 Knoten Fluggeschwindigkeit. Die Stromaufnahme ist etwa 1,2 A, die Spannungsversorgung erfolgt aus dem Bordnetz von 27 V<sub>±</sub> (22...30 V). Das Autosynsystem des magnetischen Kurskreisels wird direkt vom Kurskreiselnetz (400 Hz) versorgt.

## Schrifttum

Prospekt *SNOCAN*: Calculateur d'estime

Zeilinger, K.: Automatische Kurskoppelanlage. Luftfahrttechn. Bd. 2 (1956) Nr. 2, S. 35

Zeilinger, K.: Ein neues Gleichspannungs-Fernübertragungssystem für die Meß-, Regelungs- und Fernwirktechnik. Arch. techn. Messen Lfg. 238 (1955) S. 243-246

Jahn, S.: Elektrische Fernübertragung von Meßgrößen mittels Gleichspannung, Elektro-Techn. Bd. 37 (1955) Nr. 5, S. 27-31

Katalog u. Techn. Inform. d. Fa. *Novotechnik GmbH*, Ruit b. Stuttgart

## Philips Zentrallaboratorium

In Anwesenheit hoher Vertreter des Bundes und der Freien Hansestadt Hamburg, der deutschen Wissenschaft und des *Naturkundig Laboratorium*, Eindhoven, konnte der Geschäftsführer der *Allgemeinen Deutschen Philips Industrie GmbH*, Herr E. A. Mootz, am 14. November 1957 das erste Gebäude des *Philips Zentrallaboratoriums* in Hamburg seiner Bestimmung übergeben. Das nach Plänen von A. Böhringer errichtete zweistöckige Gebäude mit 650 m<sup>2</sup> Grundfläche ist die Keimzelle dieser

neuen zentralen Forschungsstätte, die nach vollständigem Ausbau aus acht bis neun solcher Laboratorien und einem Verwaltungsgebäude auf dem über 80000 m<sup>2</sup> großen Grundstück bestehen wird. Neben dem Hamburger Zentrallaboratorium bestehen noch das Laboratorium in Aachen unter Leitung von Dr.-Ing. A. E. Pannenberg und das Lichttechnische Labor in Hamburg unter Leitung von Prof. Dr. W. Arndt. Alle drei Labors mit jetzt schon zusammen 150 Wissenschaftlern und Angestellten sind im *Philips Zentrallaboratorium der Aldephi* zusammengefaßt. Die Themenstellung für die Forschungsaufgaben ergibt sich jeweils aus den Schwerpunkten der kommerziellen Bedürfnisse und der Fortschritte der technischen Entwicklung. Heute stehen Probleme aus der Halbleiter-, Mikrowellen- und Bildröhrentechnik sowie aus der Automatisierung im Vordergrund.

Die wissenschaftliche Leitung liegt in den Händen von Professor Dr. Fritz Borgnis. Er wurde am 24. Dezember 1906 in Mannheim geboren und studierte Elektrotechnik und Physik. In den Jahren 1932 bis 1938 war er als wissenschaftlicher Assistent an der TH München tätig und anschließend bis 1940 Mitarbeiter im Forschungslabor eines deutschen Industrieunternehmens. Es folgte dann von 1941 bis 1946 eine Tätigkeit als Abteilungsleiter für Technische Physik an der Universität Graz und anschließend bis 1950 als wissenschaftlicher Mitarbeiter der *AFIF (Arbeitsgemeinschaft für Industrielle Forschung)* auf dem Gebiet der Fernsehgroßprojektion und als Dozent für Technische Physik an der Eidgenössischen Technischen Hochschule in Zürich. 1950 folgte F. Borgnis einer Einladung der Wesleyan University, Connecticut, und war anschließend am California Institute of Technology, Pasadena, und an der Harvard University, Cambridge, bis Anfang 1957 tätig. Er gab anlässlich der Eröffnung der Hoffnung Ausdruck, daß sich die Arbeit des neuen Labors fruchtbar auf die *Philips* Unternehmen auswirken und darüber hinaus auch ein kleiner Baustein sein möge, um die allgemeinen Erkenntnisse zu mehren und damit dem Gesamtwohl zu dienen.



Professor Dr. F. Borgnis



# Der Stand der Entwicklung und die Wirkungsweise von Mikrowellenröhren III

DK 621.373.423.032

**1. Ausführungsformen der Laufzeitröhren ohne statische Querfelder**  
Im Teil I der Aufsatzserie wurden die dichtegesteuerten Röhren, im Teil II die Wirkungsweise der Laufzeitröhren behandelt. Der vorliegende Teil III gibt einen Überblick über die bekanntesten technischen Ausführungsformen der Laufzeitröhren. Es wird auf diejenigen Röhren genauer eingegangen, die in der Entwicklungsabteilung der Röhrenfabrik *Siemens & Halske* in München entwickelt wurden.

## 1.1 Bremsfeldröhren

Von den Laufzeitröhren mit Wechselfeldfokussierung sind die Bremsfeldröhren am bekanntesten. An der Bremsfeldröhre wurde zum ersten Male der Laufzeiteffekt der Elektronen zur Schwingungsanfachung sehr hoher Frequenzen studiert [1]. Die Untersuchungen wurden damals an Röhrenformen vorgenommen, die eigentlich für Dichtesteuerung bestimmt waren [2, 3, 4], also an normalen Trioden.

Bei der Bremsfeldröhre steht die Katode einem positiven Gitter gegenüber. Die Anode ist in bezug auf das Gitter stark negativ und schwach negativ gegenüber der Katode. Zwischen Gitter und Anode, die man zweckmäßigerweise mit Brems Elektrode bezeichnet, befindet sich der Hochfrequenzkreis. Elektronen, die mit der richtigen Phase in den Gitter-Brems Elektrodenraum eintreten, geben ihre Energie an das Hochfrequenzfeld ab und kehren dabei vor der Brems Elektrode um. Falschphasige Elektronen, die aus dem Hochfrequenzfeld Energie entziehen, erreichen gerade noch die Brems Elektrode und werden aussortiert (Mechanismus der Phasenaussortierung) [5]. Ein Teil der richtigphasigen, zum Gitter zurückkehrenden Elektronen schwingt nochmals in den Gitter-Katodenraum durch. Der prozentuale Anteil der Elektronen, die eine mehrmalige Pendelbewegung um das Gitter vollführen, ist gering und kann in erster Näherung bei einer Betrachtung der Barkhausenschwingung vernachlässigt werden [6, 7]; er hängt stark von der Geometrie des Gitters ab [8].

Ein wesentlicher Nachteil der Bremsfeldröhren ist die Vieldeutigkeit der Schwingungen [3, 9]. Bei geeigneter Wahl gelingt es, die Oberflächen bevorzugt anzuregen, so daß mit einfachen Röhrenausführungen (einer einfachen Triode) Wellenlängen von 3,5 cm zu erreichen sind [3].

Zur Erzeugung einer möglichst monochromatischen Schwingung muß ein gewisser technischer Aufwand für die Schaltelemente getrieben werden. Die früher meist verwendete Lecherleitung muß durch einen Topfkreis ersetzt werden. Es gibt eine große Anzahl von Vorschlägen und Ausführungsformen von Bremsfeldröhren mit fest damit verbundenem Topfkreis, die manchmal auch als Resotank bezeichnet wurden (u. a. [10, 11]).

In den vergangenen 15 Jahren ist die Bedeutung der Bremsfeldröhren stark zurückgegangen, wenn auch die zahlreichen an ihnen durchgeführten Untersuchungen auf die Entwicklung anderer Laufzeitröhren von ausschlaggebender Bedeutung wurden [12]. Die Bremsfeldröhren wurden durch leistungsstärkere und stabilere Hochfrequenzgeneratoren, die vor allem einen besseren Wirkungsgrad haben, verdrängt.

Leistung und Wirkungsgrad der Bremsfeldröhren lassen sich jedoch erheblich steigern, wenn für den größeren Teil der an dem Schwingungsmechanismus beteiligten Elektronen eine mehrmalige Oszillation um die mittlere Beschleunigungselektrode stattfindet. Dies wird durch geeignete Formgebung der Beschleunigungselektrode erreicht.

Bei der Bremsfeldröhre, wie sie im Bild 1 wiedergegeben ist [13], besteht die mittlere Beschleunigungselektrode *B* nicht mehr aus einem einfachen Gitter, sondern aus einer langgestreckten Öffnung definierter Länge, einem feldfreien Laufräum. Bei der hier wiedergegebenen Röhrenanordnung erhält man für einen feldfreien Laufräum von der Länge  $\pi$  (im Laufwinkelmaß) optimale Schwingungsanfachung. Die

Reflexionselektrode *R* muß eine gewisse Tiefe aufweisen. Sie hat eine Form, die etwa dem gemeinsamen Elektrodensystem von Katode *K* und Wehneltzylinder *W* entspricht. Die richtigphasigen Elektronen führen eine große Anzahl von Schwingungen um die Beschleunigungselektrode *B* aus, bis sie auf ihr auftreffen. Diese Elektrode wird für größere Leistungsansprüche wassergekühlt. In dem Bild sind die beiden Schwingkreise mit eingezeichnet (Externalkreise). Für den Resonator *1* liegt die Elektrodenkapazität im wesentlichen zwischen

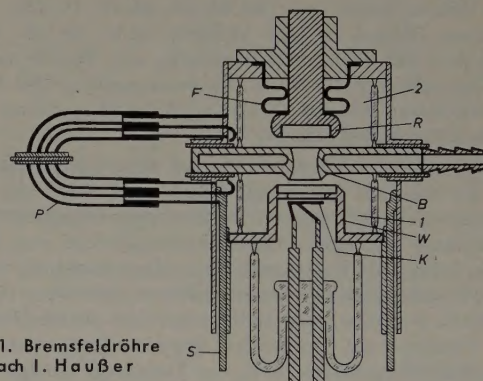


Bild 1. Bremsfeldröhre nach I. Hauser

Wehneltzylinder *W* und Beschleunigungselektrode *B*, für den Resonator *2* zwischen Reflexionselektrode *R* und Beschleunigungselektrode *B*. Beide Kreise müssen auf möglichst gleiche Eigenfrequenz abgestimmt werden. Dies erfolgt für den Resonator *1* durch induktive Veränderung außerhalb des Vakuums mittels des Schiebers *S* und für den Resonator *2* durch Verändern der kapazitiven Komponente des Kreises, indem der Abstand zwischen Beschleunigungselektrode *B* und Reflexionselektrode *R* über den Faltenbalg *F* geändert wird. Beide Kreise sind über eine abstimbare Posaune *P* miteinander verbunden. Eine solche Röhre liefert eine Dauerstrichleistung von etwa 100 W und Impulsleistungen von mehreren kW bei einer Wellenlänge von 10 cm.

Eine weitere Bremsfeldröhre mit einer Vielzahl von Oszillationen für jedes Elektron, das „Strophotron“ [14, 15, 16], ist in den letzten Jahren in Schweden entwickelt worden. Bei dieser Röhre wird allerdings ein zum elektrischen Feld senkrecht gerichtetes Magnetfeld benötigt. Zwischen zwei zueinander geneigten Reflektorelektroden befindet sich eine stark positive Beschleunigungselektrode. Durch die Kombination des elektrischen und magnetischen Feldes werden die Elektronen auf Trochoidbahnen geführt. Der Wirkungsgrad eines solchen Strophotrons ist, verglichen mit früheren Bremsfeldröhren, sehr hoch (etwa 30%) [14, 15].

## 1.2 Mehrkammerklystron

Nach der Veröffentlichung von Heil [17] im Jahre 1935 ist etwa ab 1939 eine ganze Reihe von Arbeiten erschienen, die Untersuchungen an Zwei- und Mehrkreistriftröhren zum Gegenstand hatten (u. a. [18, 19, 20, 21, 22]). Auf die grundsätzliche Wirkungsweise dieser Triftröhren wurde bereits im Teil II eingegangen (Untersuchungen über die Phasenbedingungen längs der Elektronenströmung u. a. [23, 24, 25, 26, 27]; vgl. auch ballistische Modelle von Laufzeitröhren [26, 27]).

Das Zweikammerklystron, wie es 1939 von R. H. und S. F. Varian beschrieben wurde [18], bildete die Grundlage für eine Reihe weiterer technischer Entwicklungen.

In einer englischen Arbeit [28] wird ein Zweikammerklystron für das X-Band (im 10-GHz-Gebiet) beschrieben, das etwa den heutigen Stand dieser Röhren kennzeichnet. Dieses Klystron leistet im Dauer-



strich etwa 1 kW bei einem Leistungsgewinn von 10 dB. Die Beschleunigungsspannung ist 10 kV. Die für diese hohe Frequenz notwendigen geringen Abmessungen der Spalte für Eingangs- und Ausgangskreis erfordern eine hohe Stromdichte (etwa 8 A/cm<sup>2</sup>). Diese wird durch elektrostatische Fokussierung und ein magnetisches Führungsfeld von 500...1000 G erreicht. Da der spezifische Katodenstrom immer noch über 1 A/cm<sup>2</sup> liegt, wird eine Metall-Kapillar-Katode oder L-Katode verwendet, die an verschiedenen Stellen in den letzten 15 Jahren entwickelt wurde [29, 30, 31, 32, 33, 34].

Für höhere Leistungen und größere Verstärkung wird ein dritter Kreis zwischen Eingangs- und Ausgangskreis eingebaut. Bei der Firma Eimac wurden Untersuchungen darüber vorgenommen [35], welche Vorteile bei sich entsprechenden technischen Ausführungsformen das Dreikammerklystron gegenüber dem Zweikammerklystron bringt.

Durch die Einführung des dritten Kreises konnten eine Erhöhung der Verstärkung von 13 dB auf 20 dB und eine Steigerung des Wirkungsgrades von 20% auf 30...40% erreicht werden. Der Bedarf an leistungsstarken Dreikammerklystrons ist sehr groß, und viele Firmen haben sich in den letzten 10 Jahren mit der Entwicklung und Fertigung dieser Röhren befaßt (u.a. [36, 37, 38, 39, 40, 41, 42]). Die Anwendung dieser Röhren ist sehr vielseitig: z.B. für die Fernsehübertragung (u.a. [43, 44]), für Radarzwecke usw. Es läßt sich heute noch nicht übersehen, ob für diese Anwendungsgebiete das Klystron oder Lauffeldröhren, wie z.B. Traveling-Wave-Magnetrons, bessere Zukunftsaussichten haben [44, 45].

Noch höhere Leistungsansprüche wurden bei einem kernphysikalischen Projekt an der Stanford Universität gestellt [46]. Für einen Linearbeschleuniger von 10<sup>9</sup> eV wurden 20 Hochfrequenzgeneratoren bei 10 cm Wellenlänge mit einem Gesamtleistungsbedarf von 400 MW benötigt, das heißt, jede Röhre mußte eine Impulsleistung von mindestens 20 MW liefern. Die interessante Röhrenentwicklung für diesen speziellen Zweck warf eine ganze Reihe neuartiger physikalischer und technischer Probleme auf. Bei 400 kV Beschleunigungsspannung ist die Elektronengeschwindigkeit 83% der Lichtgeschwindigkeit, man muß also eine relativistische Massenbetrachtung des Elektrons nach der Formel

$$m = \frac{m_0}{\sqrt{1 - \beta^2}}$$

ansetzen.

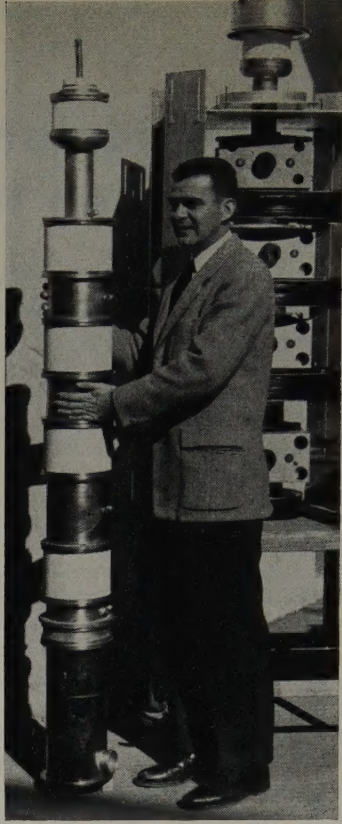
Für 400 kV ist die relativistische Elektronenmasse 1,77 m<sub>0</sub>. Für diese Röhren, die fest installiert sind und an der laufenden Pumpe betrieben werden, sind besondere Sicherheitsmaßnahmen gegen die intensive Röntgenstrahlung zu treffen. So ergab sich bei diesen Arbeiten eine ganze Reihe weiterer physikalischer Probleme, die außerhalb der üblichen Röhrentechnik liegen.

Eine der leistungsstärksten Röhren ist ein Vierkammerklystron der Firma Eimac für den 500-MHz-Bereich [47] (Bild 2). Bei 32 kV Gleichspannung erhält man eine Dauerstrichleistung von 50...75 kW mit einem Wirkungsgrad von 30...40%. Die beiden Zwischenkreise tragen zur Erhöhung der Verstärkung und des Wirkungsgrades sowie zur Verbesserung der Bandbreite bei.

Die Verstärkung läßt sich noch weiter steigern, wenn man die Anzahl der Kammern erhöht. Nach einer vor kurzem erschienenen Arbeit [48] konnte mit einem Fünfkammerklystron ein Gewinn von 70 dB erreicht werden. Man kann dieses Klystron als Zwischenstufe zur Lauffeldröhre betrachten.

Eine spezielle Zweikammertriffröhre ist das Vervielfacherklystron (u.a. [42, 50, 51, 52]). Im Bild 3 ist der Schnitt durch eine solche Röhre wiedergegeben. Der Ausgangskreis wird dabei in seiner Eigenfrequenz in einer höheren Harmonischen der Eigenfrequenz des Eingangskreises abgestimmt. Wenn auch Wirkungsgrad und Leistungsabgabe solcher Röhren gering sind (1% bei einigen 100 mW), so sind sie für die Anwendung doch von Bedeutung. Es läßt sich z.B. die niedrige Eingangsfrequenz mit einem Quarz von hoher Genauigkeit stabilisieren; damit wird ebenfalls die Ausgangsfrequenz konstantgehalten. Die prozentuale Frequenzabweichung bleibt bei der Frequenzmultiplikation praktisch erhalten. Und gerade die Frequenzkonstanz von Oszillatoren im cm-Wellengebiet ist ein außerordentlich wichtiges Problem.

Bisher wurden die Verstärkereigenschaften des Zwei- und Mehrkammerklystrons und zuletzt das Vervielfacherklystron betrachtet.



← Bild 2. Verstärkerklystron der Fa. Eimac für 500 MHz

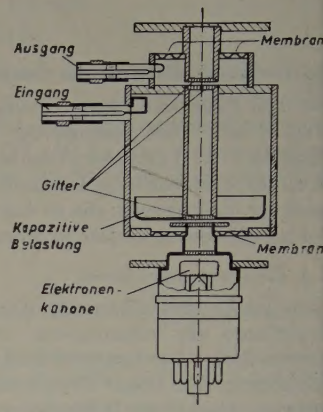


Bild 3. Schnitt durch ein Vervielfacherklystron

Bereits in der Arbeit von R. H. und S. F. Varian [18] wird gezeigt, daß sich das Klystron als Oszillator verwenden läßt, wenn vom Ausgangskreis ein Teil der Leistung in den Eingangskreis zurückgekoppelt wird. Man erhält eine verbesserte technische Ausführung eines Zweikammer-Oszillatorklystrons, wenn zwischen den beiden Kreisen eine gemeinsame Trennungswand eingeführt wird (z.B. [53, 54]), die mit einer Öffnung als „Rückkopplungsleitung“ versehen ist.

Von diesem Zweikammer-Oszillatorklystron führt nun in folgerichtiger Entwicklung der Weg zum Zweispalt-Einkammerklystron, einer Einkreistriffröhre (vgl. Teil II dieser Aufsatzserie unter „Systematik der Laufzeitröhren“, Abschn. 2, S. 206). In den Bildern 4a bis 4d ist diese Entwicklung schematisch zusammengestellt. Auf Bild 4e wird später eingegangen. Wenn man die Rückkopplungsöffnung bei der

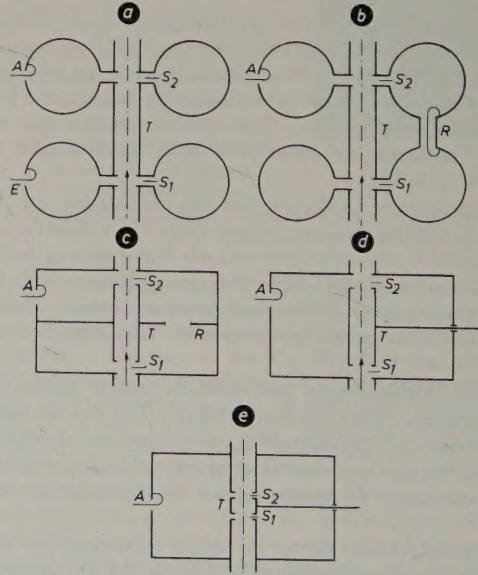


Bild 4. Entwicklungsstufen vom Zweikammer-Verstärkerklystron bis zum Doppelspalt-Oszillator. a) Zweikammerklystron, Verstärkerröhre, b) Zweikammerklystron, Oszillatorröhre, c) Zweikammerklystron mit gemeinsamer Trennungswand, d) Heilscher Generator, eine Triffröhre mit gegenphasigen Feldern, e) Doppelspalt-Oszillator, eine Triffröhre mit gleichphasigen Feldern



Anordnung nach Bild 4c immer mehr vergrößert, bis der Triftraum nur noch an einer mechanisch gerade noch stabilen Zuleitung befestigt wird, so ändert sich an dem Schwingungsmechanismus des Oszillators prinzipiell nichts [55]. Diese Form eines Oszillators ist schon sehr lange bekannt, es ist der Heilsche Generator [17].

Über den Heilschen Generator ist in den letzten 20 Jahren eine sehr große Anzahl experimenteller und theoretischer Arbeiten erschienen (u. a. [23, 26, 56, 57, 58, 59]). Ein Heilscher Generator besonderer Art ist die floating-drift-Röhre von Chodorow und Fan [60]. Bild 5 gibt schematisch den Hohlraum mit dem von diesen Autoren eingeführten trapezförmigen Triftraum wieder. Der Triftraum ist isoliert

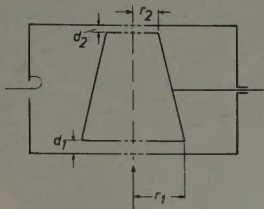


Bild 5. Hohlraumresonator mit Triftraum der „floating-drift-Röhre“ nach Chodorow und Fan

aufgehängt und kann auf ein von dem des Resonators abweichendes Potential gelegt werden. Durch Variation der Triftraumspannung läßt sich die Frequenz dieser Röhre elektronisch um etwa 0,1 % verändern, man kann also diese Röhre als Modulator verwenden. Gegenüber einem Reflexklystron sind, wie später gezeigt wird, die Bandbreite und Modulationssteilheit allerdings gering. Je nach der Wahl der geometrischen Eigenschaften  $r_1$  und  $r_2$  bzw.  $d_1$  und  $d_2$  im Bild 5 lassen sich mehr die Modulationseigenschaften oder mehr die Oszillatoreigenschaften (Leistung und Wirkungsgrad) verbessern.

Die bisher erwähnten Oszillatoren sind im allgemeinen gegenphasig, das heißt, im selben Augenblick haben die Felder im Eingangsspalt und im Ausgangsspalt entgegengesetzte Richtung. Man kann zwar den Heilschen Generator auch zur gleichphasigen Schwingung anregen, aber die technisch interessanten Ausführungsformen sind im allgemeinen gegenphasig.

Triftröhren mit einem konzentrischen Leitungsstück als Resonator, bei dem der Elektronenstrahl quer durch Öffnungen des Außen- und Innenleiters hindurchgeschossen wird, sind immer gegenphasig [61, 62, 63].

Wenn der Triftraum stark verkürzt wird (Bild 4e), kann man ihn als einfachen Hohlraum auffassen, mit dem Unterschied, daß der Spalt noch durch einen sehr kurzen Zwischenkörper unterteilt ist. Es ist dann leicht einzusehen, daß ein derartiger Hohlraumresonator bevorzugt gleichphasig schwingt.

### 1.3 Reflexklystron

Bald nach den Untersuchungen von R. H. und S. F. Varian [18] ist auch das Reflexklystron bekannt geworden [64]. Als Einkreis-Triftröhre mit nur einem Spalt als Wechselwirkungsraum zwischen Elektronenstrahl und Feld ist das Reflexklystron einfach im Aufbau und in der Bedienung. Die Anzahl der Veröffentlichungen über das Reflexklystron ist wegen seiner technischen Bedeutung außerordentlich groß (u. a. [65—74]). Es sei an dieser Stelle weniger auf seine prinzipielle Funktionseigenschaft eingegangen, da diese durch die angeführten Schrifttumsstellen schon weitgehend als bekannt vorausgesetzt werden kann. Die Darstellung soll sich deshalb auf technische Ausführungsformen beschränken, die in der Entwicklungsabteilung der Röhrenfabrik der Siemens & Halske AG hergestellt werden.

Das Reflexklystron wird meistens für zwei verschiedene Anwendungszwecke verwendet, nämlich als Oszillator und als Modulator. Die Vorteile bei der Verwendung als Oszillator liegen in der einfachen Bedienung der Röhre, denn es muß nur ein Hohlraumresonator auf die gewünschte Frequenz abgestimmt werden. Außerdem kann eine kleine Frequenzverstimmung von etwa 1...3% der Grundfrequenz elektronisch mittels Veränderung der Reflektorspannung erfolgen. Der Nachteil beim Einsatz des Reflexklystrons als Oszillator ist der, daß es gegenüber anderen Oszillatoren den geringen Wirkungsgrad von nur wenigen Prozent hat. Die Ausgangsleistung liegt meist zwischen 10 mW und 10 W. Zudem muß man zusätzlich Maßnahmen ergreifen, um den Forderungen an die Frequenzkonstanz gerecht zu werden. Das bedeutet einen hohen Aufwand an Stabilisierungseinrichtungen für Spannungen und thermische Kompensation.

Das zweite und noch wichtigere Anwendungsgebiet ist die Verwendung des Reflexklystrons als Modulator. Im Bild 6 sind über der Reflektorspannung die relative Leistung für verschiedene Moden und die dazugehörigen Frequenzkurven aufgetragen. Mit wachsendem Modus und fallender Reflektorspannung wächst die Modulationssteilheit, für steigenden Modus erhält man also schon für kleine Änderungen der Reflektorspannung große Frequenzänderung, allerdings auf Kosten der Hochfrequenzleistung.

Bild 7 gibt auf der linken Seite den prinzipiellen Aufbau eines Reflexklystrons üblicher Bauart wieder, wie es in der Entwicklungsabteilung der Röhrenfabrik Siemens & Halske hergestellt wurde. Bei 800...1000V Beschleunigungsspannung und etwa 45...60 mA Katodenstrom ist die Hochfrequenzleistung 1...2 W für den Modus  $n = 3$ . Die Modulationssteilheit ist dabei nur 0,3 MHz/V. Diese verhältnismäßig ge-

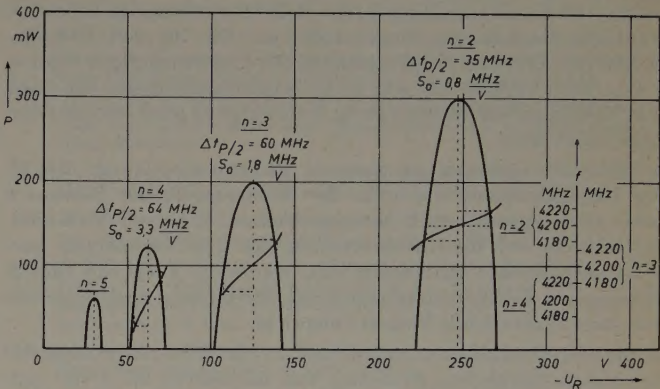


Bild 6. Hochfrequenzleistung und Frequenz als Funktion der Reflektorspannung (Modenkurven)

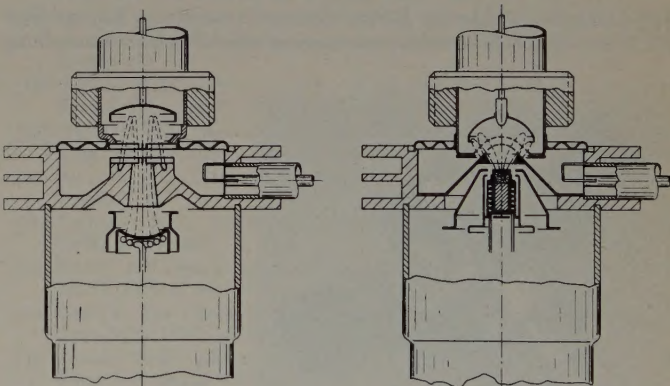


Bild 7. Links: Reflexklystron üblicher Bauart, rechts: Reflexklystron mit divergierendem Strahl

ringe Steilheit ist für viele Anwendungszwecke der Frequenzmodulation zu gering. Wenn man im Modus  $n = 5$  arbeitet, fällt zwar die Leistung auf 1/3 ab — dies ist meist noch ausreichend —, die Steilheit steigt jedoch auf etwa 0,8 MHz/V an.

Die Konstanthaltung von Spannungen von 800...1000 V ist meist mit einem gewissen technischen Aufwand verbunden, so daß man bestrebt sein wird, die Betriebsspannungen so niedrig wie möglich zu halten. Durch die Einführung eines weiteren Gitters vor der Katode gelingt es in verhältnismäßig einfacher Weise, die Beschleunigungsspannung auf die Hälfte zu reduzieren. Eine solche Röhre gab bei einer Beschleunigungsspannung von 400 V und einem Katodenstrom von 30 mA eine Hochfrequenzleistung von 120...150 mW im Modus  $n = 3$  ab. Die Modulationssteilheit ist 1 MHz/V.

Eine erhebliche Verbesserung der Modulationseigenschaften wurde erst mit einem neuen Aufbauprinzip erreicht<sup>1)</sup>. Auf der rechten Seite von Bild 7 ist ein Reflexklystron wiedergegeben, bei dem von einer möglichst punktförmigen Elektronenquelle ein Elektronenstrahl auf stark divergenter Bahn durch den Wechselwirkungsspalt in den Reflektorraum eintritt. Die Umkehrfläche im Reflektorraum ist mög-

<sup>1)</sup> nach einem Vorschlag von Herrn Dr. Veith, Entwicklungs-Abteilung der Röhrenfabrik der Siemens & Halske AG



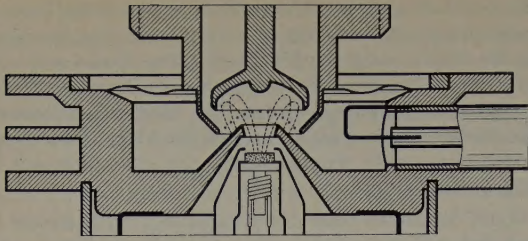


Bild 8. Elektronenoptik des Reflexklystrons RK 25

lieht groß (vgl. die Untersuchungen von Bennot über den Einfluß der Reflektorform auf die Modulationseigenschaften [75, 76]). Ein besonders schwieriges Problem für die Konstruktion des Reflexklystrons ist die Elektronenoptik des Reflektorraumes. Im Bremsfeld wächst die Raumladung immer mehr an. Die für den Katoden-Anodenraum üblichen elektronenoptischen Untersuchungen ergaben für den Reflektorraum nur sehr grobe Näherungslösungen. Die Bahn der zurückkehrenden Elektronen ist keineswegs so ideal, wie sie meist angenommen wird.

Im Bild 8 ist nochmals die gesamte Elektronenoptik der RK 25, eines Reflexklystrons, wie es in der Röhrenfabrik der Siemens & Halske AG hergestellt wird, herausgezeichnet. Mit einer Meßanordnung, mit der sich die Stromverteilung des Elektronenstrahls quer zur Symmetriachse analysieren läßt, wurde die Form des Strahls untersucht, so daß man annehmen kann, daß die hier wiedergegebene Form dem tatsächlichen Verlauf entspricht.

Für die hier abgebildete Konstruktion ist eine Elektronenquelle mit einer hohen spezifischen Belastung von mindestens  $0,5 \text{ A/cm}^2$  notwendig. Um eine vernünftige Lebensdauer der Röhre zu erreichen, muß eine Metallkapillarkatode verwendet werden (vgl. III, Abschn. 1.2, 3. Abs.).

Bild 9 gibt die vollständige Röhre wieder, die mit einem Kühlgehäuse und einem Schneckengetriebe zur mechanischen Frequenzeinstellung

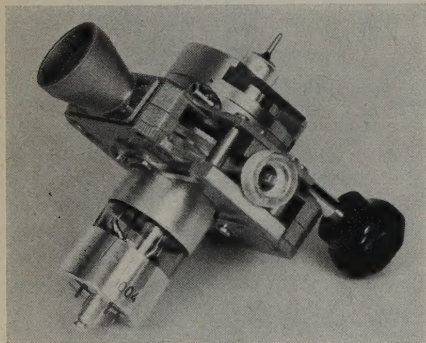


Bild 9.  
Reflexklystron RK 25  
(Röhrenfabrik S & H)

versehen ist. In dem Bild sieht man oben den Reflektorstift und nach vorn eine koaxiale Auskopplung für die Hochfrequenzleistung. Der abnehmbare Knopf auf der rechten Seite dient zur Einstellung der Frequenz, die auf einem Skalenring unterhalb des Reflektorstiftes abgelesen werden kann.

Der mechanisch durchstimmbare Frequenzbereich des Reflexklystrons RK 25 geht aus Bild 10 hervor. Das durch gestrichelte Linien gekennzeichnete Intervall von 3,9 bis 4,5 GHz wird vom Feintrieb normalerweise zugelassen. Man erkennt auch hier einen Leistungsabfall mit steigendem Modus. Er ist allerdings geringer als es von anderen Reflexgeneratoren bekannt ist. Dies ist auf die besondere Form des Reflektorfeldes zurückzuführen. Für Modulationszwecke wird vor allem der Modus  $n = 3$  mit einer Modulationsteilheit von etwa  $1,8 \text{ MHz/V}$  empfohlen. Die Hochfrequenzleistung ist dabei etwa  $200 \text{ mW}$  bei einer Beschleunigungsspannung von  $300 \text{ V}$  und einem Katodenstrom von  $30 \dots 40 \text{ mA}$ . Der Frequenzgang mit der Temperatur wird thermisch kompensiert, so daß er innerhalb der üblichen Betriebstemperaturen kleiner als  $0,05 \text{ MHz/}^\circ\text{C}$  bleibt. Diese Forderung ist wie bei fast allen Mikrowellenoszillatoren sehr wichtig und meistens technisch nicht leicht zu verwirklichen. Eine einfache Überschlagsrechnung zeigt, daß Änderungen von einigen  $10^{-5} \text{ mm}$  für den Reflektorabstand oder Gitterabstand des Hohlraumes bereits eine

Frequenzverschiebung bewirken, die außerhalb des Bereiches dieser Forderungen liegt. Für die Anwendung des Reflexklystrons als Modulator ist nicht nur die Steilheit der Frequenzkurve von Wichtigkeit, sondern auch die elektronische Durchstimmbreite und die Linearität der Frequenzkurve sind von ausschlaggebender Bedeutung. Die Durchstimmbreite wird üblicherweise auf die halbe Leistung bezogen und daher mit Halbwertbreite bezeichnet. Sie ist bei der RK 25 im Modus  $n = 3$  etwa  $50 \dots 60 \text{ MHz}$ . Die Linearität der Frequenzkurve bzw. die Steilheitsänderung, bezogen auf die Modusmitte, wird durch

das Krümmungsmaß  $\frac{\Delta S}{S_0}$  charakterisiert [70]. Im Bild 11 ist noch

mals die Frequenz als Funktion der Reflektorspannung und darüber die differenzierte Kurve, das Krümmungsmaß, in Prozenten aufgetragen (Kurve a).

Wie bereits im Teil I dieser Arbeit ausgeführt wurde, sind Röhren und Schaltungselemente im cm-Wellenlängengebiet unter gemein-

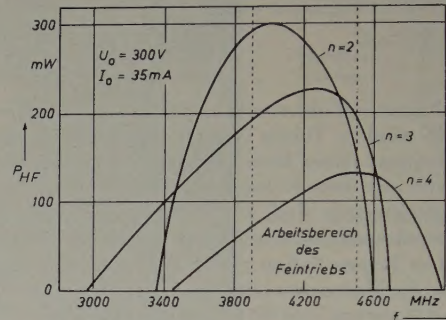


Bild 10. Leistung als Funktion der Frequenz für Modus  $n = 2, 3$  und  $4$  des Reflexklystrons RK 25

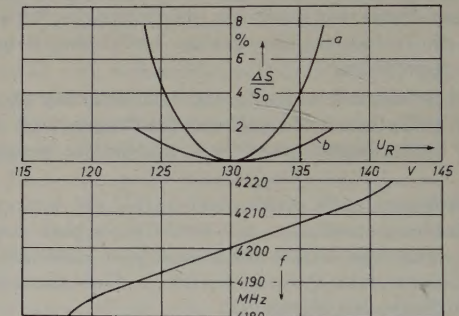


Bild 11. Krümmungsmaß (oben) und Frequenz (unten) als Funktion der Reflektorspannung. Kurve a) Krümmungsmaß ohne „pulling“, Kurve b) Krümmungsmaß mit „pulling“

samen Gesichtspunkten zu betrachten (vgl. [77]). Durch äußere Schaltelemente gelingt es, das Krümmungsmaß, wie es in der Kurve a wiedergegeben ist, so weit herabzudrücken, daß man etwa den Verlauf der Kurve b erhält. Dies wird in erster Linie dadurch verursacht, daß durch eine Transformation von außen der  $Q$ -Wert (Gütwert) des Resonators herabgesetzt wird. Es soll hier nicht auf den etwas komplizierten Mechanismus dieses Vorganges eingegangen werden, der im angelsächsischen Schrifttum mit „pulling“ bezeichnet wird [78], sondern es sei nur kurz das Resultat wiedergegeben: Bei der Verwendung des Reflexklystrons als Modulator ist zur gleichzeitigen Übertragung von  $600$  Gesprächen eine Aussteuerung um  $10 \text{ MHz}$  ( $\pm 5 \text{ MHz}$  von der Modusmitte) notwendig. Um ein Übersprechen zwischen den einzelnen Gesprächskanälen zu verhindern, muß das Krümmungsmaß auf dem gesamten Übertragungsband kleiner als  $1\%$  bleiben. Die linke Kurve von Bild 12 zeigt in einem Oszillogramm<sup>2)</sup> die differenzierte Frequenzkurve eines Modulationsklystrons RK 25 ohne „pulling“; sie entspricht der Kurve a im Bild 11. Die rechte Kurve zeigt für das gleiche Klystron das Krümmungsmaß in einem Frequenzintervall von  $10 \text{ MHz}$  mit „pulling“. Das Krümmungsmaß ist kleiner als  $0,3\%$ , die Frequenzkurve kann also praktisch als linear angesehen werden (vgl. auch [79, 80]).

<sup>2)</sup> Die Aufnahmen wurden von Herrn von Kienlin, Zentral-Laboratorium 423 der Siemens & Halske AG, zur Verfügung gestellt.



Die hier beschriebenen Reflexgeneratoren sind für das Frequenzgebiet zwischen 3000 und 5000 MHz bestimmt. Etwa oberhalb 6000 MHz ist es zweckmäßig, an Stelle einer coaxialen Auskopplung eine Hohlleiterauskopplung zu verwenden. Die Abstände von Innenleiter zu Außenleiter werden bei höheren Frequenzen sehr klein, außerdem sind die meisten Schalt- und Leitungselemente in diesem Gebiet üblicherweise Hohlleiter, so daß Transformationsglieder von coaxialer Leitung zum Hohlleiter vermieden werden.

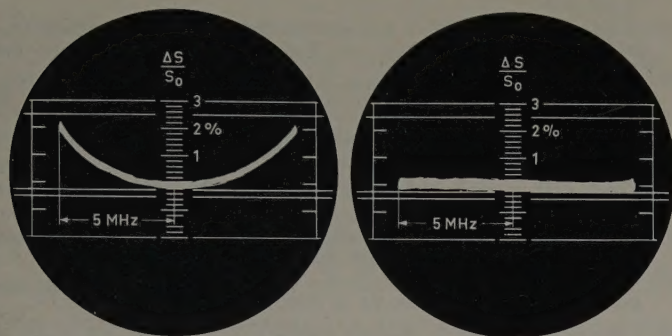


Bild 12. Oszillogramm der differenzierten Frequenzkurve eines Modulationsklystrons RK 25. Links ohne „pulling“, rechts mit „pulling“

Die Herstellung von Reflexgeneratoren unter 1 cm Wellenlänge erfordert eine besondere Technik und höchstes feinmechanisches Können [68, 81, 82, 83, 84, 85]. Für Röhren mit mehreren Milliwatt Hochfrequenzleistung dürfte z. Z. die Grenze bei 4...5 mm Wellenlänge liegen.

Eine dem Reflexklystron sehr ähnliche Röhre ist der „retarding field oscillator“ [86, 87, 88], der eine Zwischenstellung zwischen Bremsfeldröhre und Reflexklystron einnimmt. Dieser Oszillator unterscheidet sich vom Reflexklystron dadurch, daß der Reflektor in den Resonanzhohlraum hineinragt, also selbst ein Teil des Hochfrequenzkreises wird. Gleichzeitig ist die Reflektorzuleitung Auskoppelorgan für die Hochfrequenzleistung.

Besonders im Hinblick auf mm-Wellen-Generatoren dürfte dem „retarding field oscillator“ eine gewisse Bedeutung zukommen [88].

Abgesehen von wissenschaftlichen Zwecken, wie z. B. Mikrowellenspektroskopie und Strukturuntersuchungen von chemischen Bindungen, sind die mm-Wellen für die Nachrichtenübertragung im freien Raum wegen der Absorption in der Luft (besonders wegen der Absorptionsbanden des Sauerstoffes) nicht mehr geeignet [82, 90]. Man wird daher die berechtigte Frage stellen, warum man überhaupt Generatoren und Modulatoren im mm-Wellengebiet anstrebt und dabei weder Kosten noch technischen Aufwand scheut. Versuche an Hohlleitern in diesem Gebiet haben aber gezeigt, daß z. B. bei der Anwendung einer  $TE_{01}$ -Welle (entspricht der  $H_{01}$ -Welle nach deutscher Bezeichnungsweise) die Dämpfung außerordentlich gering ist. Es besteht die Aussicht, daß sich im Gebiet der mm-Wellen ein ganz neues Übertragungssystem anbahnt, das so breitbandig ist, daß eine für alle Forderungen der Praxis ausreichende Zahl an Gesprächskanälen untergebracht werden kann.

Zum Schluß dieses Abschnittes sei noch kurz das Multireflexionsklystron erwähnt [91, 92, 93]. Während beim Reflexklystron der weitaus größte Teil der Elektronen nur ein einziges Mal durch den Spalt des Resonanzkreises hin- und zurückläuft — wobei ein Eindringen der Elektronen in den Katodenraum zu dem sehr unerwünschten Effekt der Hysterese führt (vgl. u. a. [68, 94]) —, wird bei der Multireflexionsröhre der Potentialverlauf zwischen Katode und Zuganode und zwischen einer Austrittsanode und dem Reflektor so gewählt, daß die Elektronen eine große Anzahl von Pendelbewegungen um ein dazwischenliegendes Modulationssystem mit konstanter Schwingungszeit ausführen.

Die Röhre hat gegenüber dem Reflexklystron üblicher Bauart einen erheblich besseren Wirkungsgrad. Für eine technische Ausführung [92] werden bei 8,5 cm Wellenlänge eine Ausgangsleistung von 12 W und ein Wirkungsgrad von 20% angegeben. Diese Röhre ist vor allem als Senderöhre für Richtfunkverbindungen vorgesehen.

(Wird fortgesetzt)

## Schrifttum

- [1] Barkhausen, H., u. Kurz, K.: Die kürzesten mit Vakuumröhren herstellbaren Wellen. Phys. Z. Bd. 21 (1920) S. 1—6
- [2] Collenbuch, H.: Untersuchungen an Ultrakurzwellenröhren. Ann. d. Phys. Bd. 13 (1932) S. 191—211
- [3] Potapenko, G.: Über die ultrakurzen elektrischen Wellen, die nach dem Barkhausen'schen Schema erzeugt sein können. Z. techn. Phys. Bd. 10 (1929) S. 542—548
- [4] Gill, E. B., u. Morrell, I. H.: Short electronic waves obtained by valves. Phil. Mag. Bd. 44 (1922) S. 161
- [5] • Kleen, W.: Einführung in die Mikrowellen-Elektronik. Stuttgart 1952, S. Hirzel, 9. Kapitel
- [6] Gundlach, F. W., u. Kleinstaub, W.: Über den Elektronenmechanismus bei der Bremsfeldröhre. Z. techn. Phys. Bd. 22 (1941) S. 57—65
- [7] Kockel, B.: Barkhausen-Kurz-Schwingungen bei hohen Wechselspannungsamplituden. Z. techn. Phys. Bd. 22 (1941) S. 215—223
- [8] Unger, H. G.: Beitrag zur experimentellen Prüfung der Theorie der Bremsfeldschwingungen. Frequenz Bd. 6 (1952) S. 89—98
- [9] Pfetscher, O., u. Müller, K.: Über die Beseitigung unerwünschter Schwingungen bei Generatoren für sehr kurze elektrische Wellen in der Bremserschaltung. Hochfrequenztechn. u. Elektroakust. Bd. 45 (1935) S. 1—11
- [10] Allerdig, A., Dällenbach, W., u. Kleinstaub, W.: Der Resotank, ein neuer Generator für Mikrowellen. Hochfrequenztechn. u. Elektroakust. Bd. 51 (1938) S. 96—99
- [11] Dällenbach, W.: Über die Erstaussführung Type HB 14 eines Resotanks. Hochfrequenztechn. u. Elektroakust. Bd. 61 (1943) S. 161—163
- [12] Hollmann, H. E.: Die Barkhausenschen Elektronenschwingungen als Grundlage der Laufzeitröhren. Hochfrequenztechn. u. Elektroakust. Bd. 65 (1957) S. 112—119
- [13] Hauber, I.: Elektronenröhrenanordnung zur Erzeugung bzw. Verstärkung sehr kurzer elektrischer Wellen. Deutsche Patentanm. Aktz. H 18479 VIIIa/21a 4,9/02 vom 29. 3. 1944
- [14] Alfven, H., u. Romell, D.: A new electron tube: The strophotron. Proc. Inst. Radio Eng. Bd. 42 (1954) S. 1239—1241
- [15] Häggblom, H., u. Tomner, S.: Progrès récents du Strophotron. Vortr. Congr. intern. „Tubes Hyperfréquences“ Paris, 29. 5.—2. 6. 1956
- [16] Robinson, T. S.: Caractéristiques d'un oscillateur Strophotron pour 10 cm de longueur d'onde. Le Vide Bd. 65 (1956) S. 310—320
- [17] Heil, H. H., u. Heil, I.: Eine neue Methode zur Erzeugung kurzer ungedämpfter elektro-magnetischer Wellen großer Intensität. Z. f. Phys. Bd. 95 (1935) S. 752—773
- [18] Varian, R. H., u. Varian, S. F.: A high frequency oscillator and amplifier. J. appl. Phys. Bd. 10 (1939) S. 321—327
- [19] Hahn, W. C., u. Metcalf, G. F.: Velocity modulated tubes. Proc. Inst. Radio Eng. Bd. 27 (1939) S. 106—116
- [20] Webster, D. L.: Cathode ray bunching. J. appl. Phys. Bd. 10 (1939) S. 501 bis 508
- [21] Webster, D. L.: The theory of klystron oscillations. J. appl. Phys. Bd. 10 (1939) S. 864—872
- [22] Haefl, A. V.: Space-charge effects in electron beams. Proc. Inst. Radio Eng. Bd. 27 (1939) S. 586—604
- [23] Lüdi, F.: Der Ultrakurzwellengenerator mit Phasenfokussierung. Helv. phys. Acta Bd. 13 (1940) S. 122
- [24] Tombs, D. M.: Velocity modulated beams; the electron density distribution. Wirel. Eng. Bd. 17 (1940) S. 54—60
- [25] • Hollmann, H. E.: Ultrakurzwellengeräte mit Laufzeitkompression. Fortschr. d. Hochfrequenztechn., Bd. 1, S. 432—452. Leipzig 1941, Akad. Verlagsges.
- [26] Hollmann, H. E.: Ballistische Modelle von geschwindigkeitsgesteuerten Laufzeitröhren. Hochfrequenztechn. u. Elektroakust. Bd. 55 (1940) S. 73—86
- [27] Hollmann, H. E.: Demonstration of bunching effects in a klystron. Proc. Inst. Radio Eng. Bd. 38 (1950) S. 440—441
- [28] Lawson, I. D., Barton, R. S., Gubbins, T. F., Miller, W., u. Rogers, P. S.: The design and performance of a high power demountable klystron amplifier for X-band. J. Electronics Bd. 1 (1955) S. 333—354
- [29] Lemmens, H. J., Jansen, M. J., u. Loosjes, R.: Eine neue thermisch emittierende Katode für schwere Belastungen. Philips' techn. Rdsch. Bd. 11 (1950) S. 349—358
- [30] Schaefer, D. L., u. White, J. E.: Physical processes in the L-cathode. J. appl. Phys. Bd. 23 (1952) S. 669—674
- [31] Hill, D. R.: New cathode design improves tube reliability. Electronics Bd. 24 (1951) Nr. 8, S. 104—106
- [32] Katz, H.: Metal capillary cathode. J. appl. Phys. Bd. 24 (1953) S. 597—603
- [33] Katz, H., u. Rau, K. L.: Thermische Daten einiger Metall-Kapillar-Kathoden. Frequenz Bd. 5 (1951) S. 192—196
- [34] Benda, H.: Die Emissionskonstanten von Metall-Kapillar-Kathoden. Frequenz Bd. 7 (1953) S. 1—7
- [35] Preist, D. H., Murdock, C. E., u. Woerner, J. J.: High power klystrons at UHF. Proc. Inst. Radio Eng. Bd. 41 (1953) S. 20—25
- [36] Guénard, P., Epstein, B., u. Cahour, P.: Klystron amplificateur de 5 kW à large bande passante. Ann. Radioelectr. Bd. 6 (1951) S. 109
- [37] Badger, G. M. W.: Scatter SSB technique uses power klystron. Proc. Inst. Radio Eng. Bd. 29 (1956) S. 176—179
- [38] Datenblätter der Firma Sperry Gyroscope. New York, USA



- [39] Datenblätter der Firma Varian Associates. San Carlos, Calif., USA
- [40] Datenblätter der Firma Eimac, San Bruno, Calif., USA
- [41] • Warnecke, R., u. Guénard, P.: Les tubes électroniques à commande par modulation de vitesse. Paris 1951, Gauthier-Villars, S. 355
- [42] Warnecke, R.: Sur quelques modèles typiques de tubes à modulation de vitesse. Ann. de Radioélectr. Bd. 3 (1948) S. 71—106
- [43] Crosby, H. M.: Five-K.W.-Klystron UHF television transmitter. Electronics Bd. 24 (1951) Nr. 6, S. 108—112
- [44] Warnecke, R., u. Guénard, P.: Sur l'aide que peuvent apporter en télévision quelques récentes conceptions concernant les tubes électroniques pour ultra-hautes fréquences. Ann. de Radioélectr. Bd. 3 (1948) S. 259—280
- [45] • Kleen, W.: Einführung in die Mikrowellen-Elektronik. Bd. 1. Stuttgart 1952, S. Hirzel, 14. Kap.
- [46] Chodorow, M., Ginzton, E. L., Neilsen, J. R., u. Sonkin, S.: Design and performance of a high-power pulse klystron. Proc. Inst. Radio Eng. Bd. 41 (1953) S. 1584—1602
- [47] Kleen, W.: Über die heutigen Grenzen der Elektronenröhren bezüglich Leistung, Frequenz und Rauschen. Elektrotechn. Z.-A Bd. 77 (1956) S. 769—774
- [48] Chalk, G. O., Manley, B. W., u. Norris, V. J.: A five cavity X-band klystron amplifier. J. Electronics Bd. 2 (1956) S. 50—64
- [49] • Warnecke, E., u. Guénard, P.: Les tubes électroniques à commande par modulation de vitesse. Paris 1951, Gauthier-Villars, S. 357
- [50] • Kleen, W.: Einführung in die Mikrowellen-Elektronik. Teil 1, Stuttgart 1952, S. Hirzel, S. 151—152
- [51] • Harrison, A. E.: Klystron tubes. New York 1947, McGraw-Hill, 5. Kap.
- [52] • Hamilton, D. R., Knipp, J. K., u. Kuper, J. B. H.: Klystrons and microwave triodes. New York 1948, McGraw-Hill, 11. Kap.
- [53] Ipeen, B. B. van: Velocity-modulation valves for 100 to 1000 Watts continuous output. Philips' techn. Rev. Bd. 13 (1952) S. 209—236
- [54] Espersen, G. A.: Klystron oscilateur à grande sécurité de fonctionnement à grande puissance et faible bruit. Le Vide Bd. 65 (1956) S. 270—280
- [55] Bell, R. L., u. Hiller, M.: An 8-mm klystron power oscillator. Proc. Inst. Radio Eng. Bd. 44 (1956) S. 1155—1159
- [56] Geiger, M.: Stromcharakteristiken in Röhren mit Geschwindigkeitssteuerung. Telefunken-Röhre Bd. 16 (1939) S. 177—189
- [57] Dahlke, W., u. Labus, J.: Das Klystron mit endlichen Laufzeiten im Steuer- und Arbeitsfeld. Dtsch. Luftfahrtforsch. Forsch.-Ber. Nr. 1577 v. 15. 3. 1942
- [58] Döring, H.: Zur Theorie geschwindigkeitsgesteuerter Laufzeitröhren. I. Hochfrequenztechn. u. Elektroakust. Bd. 62 (1943) S. 98—102
- [59] Döring, H.: Triftröhren. Fernmeldetechn. Z. Bd. 2 (1949) S. 105—118
- [60] Chodorow, M., u. Fan, S. P.: A floating-drift-tube klystron. Proc. Inst. Radio Eng. Bd. 41 (1953) S. 25—31
- [61] Gebauer, R.: Über die Erzeugung von elektrischen Schwingungen in Triftröhren mit hohem Wirkungsgrad. Z. angew. Phys. Bd. 10 (1950) S. 415—422
- [62] Lorenz, C., AG: Klystron (Heilscher Generator) LK 38, Datenblatt
- [63] Bergère, R., u. Michaudon, A.: Cavité externe pour tube coaxial à modulation de vitesse à grande stabilité de fréquence. L'onde électr. Bd. 36 (1956) S. 914—916
- [64] Varian, R. H., Hansen, W. W., u. Woodgard, J. R.: Elektronenentladungsgerät mit einem Hohlraumresonator. USA-Patentanm. v. 20. 4. 1939
- [65] • Hamilton, D. R., Knipp, J. K., u. Kuper, J. B.: Klystrons and microwave triodes. New York 1948, McGraw-Hill, Kap. 12—18
- [66] • Harrison, A. E.: Klystron tubes. New York 1947, McGraw-Hill
- [67] • Warnecke, R., u. Guénard, P.: Les tubes électroniques à commande par modulation de vitesse. Paris 1951, Gauthier-Villars
- [68] Pierce, J. R., u. Shepherd, W. G.: Reflex-oscillators. Bell Syst. techn. J. Bd. 24 (1947) S. 460—481
- [69] Reed, E. D.: Reflex-klystrons for microwave radio relay systems. Bell Lab. Rec. Bd. 33 (1955) S. 173—177
- [70] Labus, J.: Modulationseigenschaften des Reflexgenerators. Fernmeldetechn. Z. Bd. 10 (1954) S. 562—565
- [71] Warnecke, R. R.: Sur quelques résultats récemment obtenus dans domaine des tubes électroniques pour hyperfréquences. Ann. de Radioélectr. Bd. 36 (1954) S. 107—136
- [72] Harrison, A. E.: Cinematics of reflection oscillators. J. appl. Phys. Bd. 15 (1944) S. 709—711
- [73] Hechtel, R.: Moderne Reflexklystrons. Arch. elektr. Übertrag. Bd. 10 (1956) S. 133—138
- [74] Chodorow, M., u. Westburg, V. B.: Space-charge effects in reflex klystron. Proc. Inst. Radio Eng. Bd. 39 (1951) S. 1548—1555
- [75] Bennetot, M. de: La recherche expérimentale de l'ordre d'oscillation et du facteur de rassemblement cinématique d'un klystron réflex. Ann. de Radioélectr. Bd. 8 (1953) S. 103—110
- [76] Bennetot, M. de: Étude expérimentale du fonctionnement de l'espace réflécheur d'un klystron réflex. Ann. de Radioélectr. Bd. 9 (1954) S. 150—162
- [77] Reed, E. D.: A coupled resonator reflex klystron. Bell Syst. techn. J. Bd. 32 (1953) S. 715—766
- [78] Chaffee, J. G., u. Maggio, J. B.: F. M. terminal equipment for the transcontinental relay system. Proc. Inst. Radio Eng. Bd. 39 (1951) S. 880—883
- [79] Roetken, A. A., Smith, K. D., u. Friis, R. W.: The TD<sub>3</sub> microwave radio relay system. Bell Syst. techn. J. Bd. 30 (1951) S. 1041—1077
- [80] Coudenrove, J. de: Amélioration de la linéarité d'un klystron réflex à cavité externe. L'onde électr. Bd. 36 (1956) S. 910—913
- [81] Pierce, J. R.: Millimeter waves. Electronics Bd. 24 (1951) Nr. 1, S. 66—69
- [82] Reed, E. D.: A tunable low voltage reflex-klystron for operation in the 50 to 60 kmc band. Bell Syst. techn. J. Bd. 34 (1955) S. 563—599
- [83] Lafferty, J. M.: A millimeter-wave reflex oscillator. J. appl. Phys. Bd. 17 (1946) S. 1061—1066
- [84] Ipeen, B. B. van: Ein Reflexklystron für 4 mm Wellenlänge. Philips' techn. Rdsch. Bd. 18 (1956) S. 14
- [85] Ipeen, B. B. van: Klystron réflex pour ondes millimétriques. Le Vide Bd. 65 (1956) S. 264—266
- [86] Ebers, J. J.: Retarding field oscillators. Proc. Inst. Radio Eng. Bd. 40 (1952) S. 138—145
- [87] Wilmarth, R. W., u. Moll, J. L.: A wide range oscillator in the range from 8000 to 15000 Megacycles. Proc. Inst. Radio Eng. Bd. 40 (1952) S. 813—817
- [88] Carter, C. J., Cornet, W. H., u. Thurston, M. O.: Operation and application of the retarding field oscillator at millimeter wavelength. Le Vide Bd. 65 (1956) S. 281—285
- [89] Fellers, R. G.: Millimeter waves and their applications. Electr. Engng. Bd. 75 (1956) S. 914—917
- [90] Vleck, J. H. van: Absorption of microwaves by oxygen. Phys. Rev. Bd. 71 (1947) S. 413—424
- [91] Coeterier, F.: Die Multireflexionsröhre, eine neue Oszillatorröhre für sehr kurze Wellen. Philips' techn. Rdsch. Bd. 8 (1946) S. 257—267
- [92] Coeterier, F.: Die Multireflexionsröhre als Senderröhre in Richtfunkverbindungen. Philips' techn. Rdsch. Bd. 17 (1956) S. 374—379
- [93] Coeterier, F.: Tubes à réflexions multiples. L'onde électr. Bd. 36 (1956) S. 917—919
- [94] • Hamilton, D. R., Knipp, J. K., u. Kuper, J. B.: Klystrons and microwave triodes. New York 1948, McGraw-Hill, Kap. 14

## Jahresfachtagung und 9. Jahreshauptversammlung der Deutschen Gesellschaft für Raketentechnik und Raumfahrt e.V. (DGRR) vormals Gesellschaft für Weltraumforschung e.V. (GfW)

Vom 25. bis 27. Oktober 1957 fand in der Saale der *Polytechnischen Gesellschaft* in Frankfurt a. M. die Jahresfachtagung der DGRR statt — genau 3 Wochen nach dem Start des ersten von Menschenhand erstellten Erdsatelliten und knapp 10 Jahre nach der Wiedergründung der deutschen *Gesellschaft für Weltraumforschung*. Die Eröffnungsansprache hielt der Bundesminister für Verkehr, Dr. H.-Ch. Seebohm, der seine „Zuständigkeit“ mit der schönen Definition begründete, daß „man unter Verkehr die gewollte und zweckvolle Bewegung von Personen oder Sachen von einem Punkt zu einem anderen versteht“.

Die Fachtagung umfaßte 12 Vorträge, die Beiträge aus den verschiedensten Perspektiven boten. Besonders erwähnenswert erscheint die Tatsache, daß sich mehrere Vortragende mit dem Verhältnis des Menschen — und der Biologie schlechthin — zum Kosmos befaßten, wobei vor allem die Betrachtungen von Ing. W. Pons, Frankfurt, über „Entropie und Leben, Gedanken zur Haltung des Menschen gegenüber der physikalischen und biologischen Umwelt unter besonderer Berücksichtigung der Raumfahrt“ Beachtung verdienen. An Vorträgen, die speziell den Elektroniker interessieren dürften, seien genannt:

Dipl.-Meteor. Mattern, Frankfurt: „Ionosphäre im Geophysikalischen Jahr“: Allgemeiner Überblick über die Eigenschaften der Ionosphäre und die Verfahren zu ihrer Untersuchung.

Dipl.-Ing. F. Müller, Göttingen: „Systematik der Lenkverfahren“: Versuch der terminologischen und begrifflichen Klassifizierung der Verfahren zur Selbst- und Fernlenkung bewegter Objekte.

Dir. Dipl.-Ing. H. Pöschel, München: „Moderne Bausteine zur Regelung von Fernlenkkörpern“: Erläuterungen zur Physik und Technologie von Kreiselgeräten und Stellmotoren an Hand von Konstruktionen der Fa. *Lear Electronic*.

W. Büdeler, München: „Bekanntes vom ‚Sputnik‘“: Zusammenstellung der bekanntgewordenen Beobachtungen über die Bahn und die Funk-signale des ersten russischen Erdsatelliten. Herr Büdeler berichtete über eigene Registrierungen auf den Frequenzen 20,005 und 40,002 MHz bei der Volkssternwarte München (mit Spezialempfängern der Firmen *Siemens & Halske* und *Rohde & Schwarz*) und stellte bedauernd fest, daß z. B. die Radioteleskop-Station auf dem Stockert es abgelehnt habe, sich in die Beobachtungen einzuschalten.

Ein als besondere Sensation angekündigter Vortrag von Dipl.-Phys. B. Heim, Göttingen, mit dem Thema „Der kontrabarische Effekt und seine astronomische Bedeutung“ litt leider sehr durch die Art der Darstellung, die, ausgehend von einer Sondermathematik und latinisierenden Eigenphilosophie des Vortragenden, den Inhaltskern kaum erkennen ließ: Der Vortragende glaubt, nicht nur eine gültige Allgemeine Feldtheorie gefunden zu haben, sondern auch den Nachweis über die technisch mögliche unmittelbare Umwandlung von elektromagnetischer Strahlung in Gravitationskräfte führen zu können. Wie die an Hand zahlreicher Fotos beschriebene Apparatur hierfür arbeitet, blieb dem Auditorium allerdings verborgen.

MüF



O. SCHMIDBAUER

# Zur Bestimmung des Frequenzganges von Tonband-Magnetisierungen

DK 681.84.083.84 : 621.318.24.018.782.5.08

## 1. Frequenzgang der Magnetisierung

Ebenso wie für den Pegel, wurden auch für den Frequenzgang der Magnetisierung Vereinbarungen getroffen, denen eine Magnettonaufzeichnung beim Programmaustausch entsprechen soll. Bei der Festlegung dieser Normung ging man von den vorliegenden Erfahrungen aus und setzte den Verlauf für den jeweiligen Frequenzgang bei den genormten Bandgeschwindigkeiten so fest, daß er dem der Impedanz einer Parallelschaltung von einem Widerstand  $R$  und einer Kapazität  $C$  mit der Zeitkonstanten  $\tau = R \cdot C$  entspricht, mit  $\tau = 35 \mu\text{s}$  für 76 und 38 cm/s,  $100 \mu\text{s}$  für 19 cm/s und  $200 \mu\text{s}$  für 9,5 cm/s Bandgeschwindigkeit.

Es sei hier eine Zwischenbetrachtung eingefügt. Ausgehend von der in gewissen Grenzen zulässigen Annahme, daß beim Schichtband — das Masseband läßt sich ohne Nachteile lediglich bei der höchsten Bandgeschwindigkeit 76,2 cm/s verwenden, da seine Aussteuerbarkeit bei kleineren Wellenlängen zu stark abfällt — die Schicht bis zu relativ kleinen Wellenlängen ( $\lambda >$  Schichtdicke) homogen durchmagnetisiert sei, läßt sich für den Frequenzgang des Bandes die Relation angeben

$$\Phi_{\omega} = \Phi_0 \cdot \frac{\tanh \Omega}{\Omega} \cdot \frac{\mu + \tanh \Omega/2}{\mu + \tanh \Omega} = \Phi_0 \cdot f_2(\Omega, \mu)$$

Im Bild 1 sind die Frequenzgänge für  $\mu = 1$  und 2,5 dargestellt und zum Vergleich damit der Verlauf der Funktion

$$f_1(\Omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \Omega^2}}$$

der identisch ist mit dem Frequenzgang der Impedanz einer Parallel

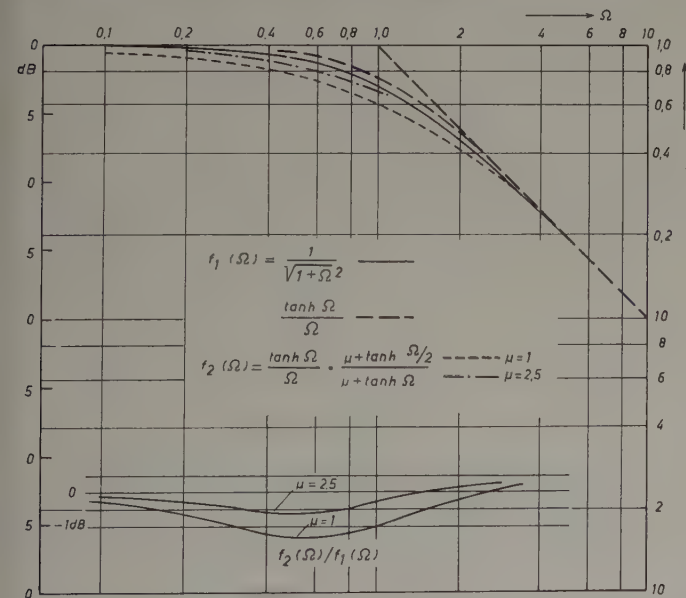


Bild 1. Der normierte Frequenzgang eines Tonbandes mit homogen magnetisierter Schicht bei den Permeabilitäten 1 und 2,5 und zum Vergleich die „Zeitkonstantenfunktion“

schaltung von  $R$  und  $C$  mit der Zeitkonstanten  $\tau = \frac{d}{v}$ . Die Abbildung zeigt, daß  $f_2(\Omega, \mu)$  für  $\mu = 2,5$  und  $f_1(\Omega)$  einen sehr ähnlichen Verlauf haben; die Abweichungen sind im allgemeinen kleiner als 0,5 dB. Bei einer Schichtdicke von  $12 \mu$  und einer Bandgeschwindigkeit von 38,1 cm/s ergäbe sich also eine Zeitkonstante von  $\tau = 31,5 \mu\text{s}$ . Größenordnungsmäßig liegt also der vereinbarte Frequenzgang sehr nahe an dem für das homogen magnetisierte Band. Daß dies aber

eigentlich ein Zufall ist, erhellt daraus, daß die Werte für die niedrigeren Bandgeschwindigkeiten einer homogen magnetisierten Schicht von  $19 \mu$  entsprechen würden. Die international angenommenen Werte stellen vielmehr einen Kompromiß zwischen Aussteuerbarkeit und Rauschspannungsabstand dar und tragen der Amplitudenstatistik einiger nordischer Sprachen Rechnung.

## 2. Messung des Frequenzganges der Magnetisierung

Der Genauigkeit der Messung des Frequenzganges des Bandflusses sind Grenzen gesetzt, die im folgenden diskutiert werden. Der Frequenzgang des Nutzflusses im Wiedergabekopf ist durch den Einfluß des Spaltes nur innerhalb eines gewissen Bereichs einfach proportional dem des Bandflusses, und zwar ist dieser Proportionalitätsfaktor gleich dem bereits erwähnten Wirkungsgrad, dessen Absolutwert für die Messung nicht bekannt zu sein braucht. Die Wirbelstrombildung im lamellierten Kern hat jedoch zur Folge, daß dieser Wirkungsgrad eine Funktion der Frequenz des im Kopf induzierten Wechselflusses ist. Die Frequenzabhängigkeit läßt sich unter Verwendung einer Einspeisespule — „K 10“ — in einfacher Weise bestimmen und eliminieren. Die Spalteigenschaften, die bei kleinen Wellenlängen einen Abfall des Nutzflusses im Kern bei exakt sauberem Spalt auf den Wert Null verursachen, wenn die Wellenlänge  $\lambda_{01} = 1,136 \cdot s$ , müssen rechnerisch durch Auswertung der Spaltfunktion berücksichtigt werden. Eine optische Bestimmung der Spaltbreite ist allerdings mit ausreichender Genauigkeit unmöglich. Man ermittelt daher jene Frequenz  $f_{01}$ , bei der (zweckmäßigerweise erfolgt die Aufsprache bei der kleinstmöglichen Bandgeschwindigkeit, während die Wiedergabe wegen der dadurch erreichbaren Spannungserhöhung bei einer höheren Bandgeschwindigkeit geschieht) die im Hörkopf induzierte EMK ihr erstes ausgeprägtes Minimum hat; eine absolute Nullstelle kann man u. a. aus folgenden Gründen nicht erwarten: Fremdfelder aller Art überdecken die Nullstelle, und infolge von Bandgeschwindigkeitsschwankungen bleibt die Wellenlänge bei konstantgehaltener Frequenz während der Aufnahme nicht konstant, so daß Restspannungen unvermeidlich sind. Aus der verwendeten Bandgeschwindigkeit erhält man dann  $\lambda_{01}$  und damit die bei der Betriebsgeschwindigkeit zu erwartende erste Nullfrequenz  $f_{01}$ . Wenn auch die wirkliche Spaltfunktion sehr kompliziert ist [1]<sup>1)</sup>, so genügt

die übliche Näherung durch  $\frac{\sin \pi f/f_{01}}{\pi f/f_{01}}$ , sofern die höchste zu messende Frequenz  $f_g < \frac{3}{4} f_{01}$  bleibt.

Der durch diese Näherung bedingte Fehler bleibt dann immer noch kleiner als 0,5 dB. Die Bestimmung des Frequenzganges des Prüflings erfolgt nun am besten über einen integrierenden Verstärker, da die nach dem Induktionsgesetz in der Hörkopfwicklung induzierte EMK fast über zwei Größenordnungen variiert. Der Verstärker enthält außerdem noch die Entzerrung für den genormten Frequenzgang sowie für die Wirbelstrom- und Spaltverluste des Kopfes, wozu geeignete Einstellmöglichkeiten vorhanden sein müssen. Man verfährt dann in der Weise, daß man das Übertragungsmaß des Wiedergabekanals einschließlich des Hörkopfes über die Einspeisespule mißt, wobei die „K 10“ mit einer Spannung gespeist wird, deren Frequenzgang dem Produkt aus der Zeitkonstantenfunktion mit der Spaltfunktion entspricht, und die Einstellung des Verstärkers so vornimmt, daß die Ausgangsspannung frequenzunabhängig wird. Läßt sich dies nicht erreichen, so werden die Abweichungen als Korrekturfunktion festgehalten. Im RTI wurde für diesen Zweck eine Einrichtung entwickelt, die als Bandflußnetzwerk (Bild 2) im Magnettonmeßgerät „R 57“ eingebaut ist [10]. Sie stellt einen Vierpol dar, der

<sup>1)</sup> Auf die Schrifttumsangaben [1-11] zu dem Aufsatz „Zur Bestimmung der Magnetisierung auf Tonband“ in Nr. 11, S. 305, wird auch für die folgenden Zitate verwiesen.



bei am Eingang konstantgehaltener Klemmenspannung, ausgangs-  
seitig durch die „K 10“ belastet, an diese eine solche Spannung ab-  
gibt, daß sie dem genormten Frequenzgang entspricht und zusätzlich  
die Spaltverluste für die gebräuchlichen Spaltbreiten von 10  $\mu$  bei 76  
und 38 cm/s oder 6  $\mu$  bei 19 und 9,5 cm/s Bandgeschwindigkeit nach-  
bildet. Bei diesem Verfahren werden gleichzeitig die Wirbelstrom-  
verluste und die durch die Induktivität und die Kapazitäten im

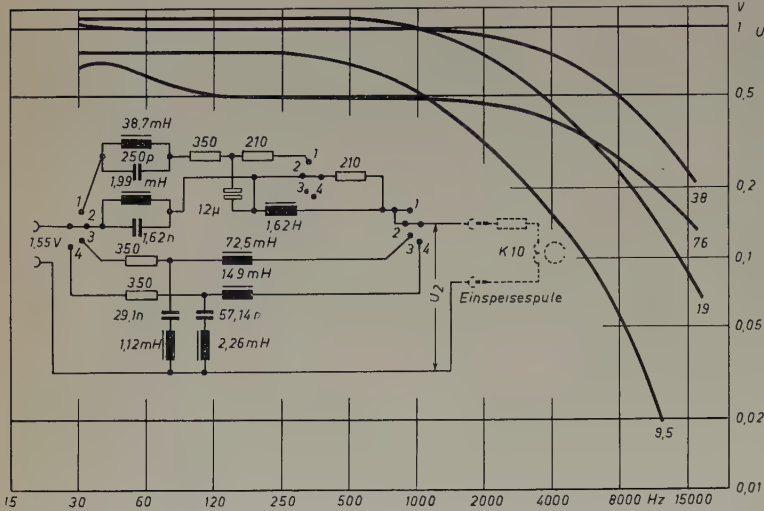


Bild 2. Schaltung des Bandflußnetzes im Magnettonmeßgerät „R 57“ und die Frequenz-  
gänge bei den genormten Bandgeschwindigkeiten (76, 38, 19 und 9,5 cm/s)

Hörkopfkreis bedingten Frequenzgänge miterfaßt, sie brauchen daher  
nicht gesondert ermittelt zu werden. Beim Abspielen des Frequenz-  
gangteiles des zu prüfenden Bezugsbandes müßte nun theoretisch  
über den in dieser Weise eingestellten Verstärker ein linearer Fre-  
quenzgang der Ausgangsspannung entstehen, unter der Voraus-  
setzung, daß die Spalttrichtung korrekt eingestellt, d. h. der Kopf  
exakt justiert ist. Vermutlich aber wird an der oberen Frequenz-  
grenze ein Abfall entstehen, der einerseits auf mangelhaften, jedoch  
durch entsprechenden Bandzug oder Andruck zu verbessernden Kon-  
takt zwischen Band und Kopf zurückzuführen ist oder auch auf  
unzureichende Präzision der Spaltkanten. (Betrieblich hat dies eine  
untergeordnete Bedeutung, da Abweichungen von einigen dB ohne  
weiteres durch Korrektur des Frequenzganges des Wiedergabever-  
stärkers ausgeglichen werden können.) Für die Messung des Frequenz-  
ganges des zu prüfenden Bezugsbandes aber sind solche Abweichungen  
von der exakten Form sehr störend und lassen sich zudem meßtech-  
nisch nicht vollständig erfassen. Es besteht nur dadurch eine Mög-  
lichkeit, die Meßfehler zu verkleinern, daß man aus einer möglichst  
großen Anzahl von Köpfen denjenigen mit dem kleinsten Abfall bei  
den höchsten Frequenzen bestimmt.

3. Spaltfehler

Die Abweichungen von der exakten Form können vielerlei Gestalt  
haben. Der Spalt kann keilförmig, bogen- oder S-förmig sein, eine  
Kante kann abgerundet sein usw. Unter Annahme definierter Ver-  
formungen ist es möglich, die auftretenden Abweichungen in ihrer  
Größenordnung zu berechnen. Dies ergibt, daß der Frequenzgang-  
fehler bei einem Spaltfehler der Größe  $\Delta s$  (z. B. Pfeilhöhe bei bogen-  
förmiger Abweichung oder Krümmungsradius bei Abrundung) sich  
durch eine Korrekturfunktion vom Charakter einer Spaltfunktion  
mit dem Argument  $\pi \cdot \Delta s / \lambda$  oder einer Exponentialfunktion der Form  
 $\exp\left(\frac{\omega}{v} \cdot \Delta s\right)$  angenähert darstellen läßt. Unterstellt man, daß z. B.  
 $\Delta s$  etwa 0,5  $\mu$  ist, so wird der Fehler  $\Delta p$  bei  $v = 19,5$  cm/s und  $f =$   
10000 Hz gleich  $\Delta p = \frac{62830 \cdot 0,5 \cdot 10^{-4}}{19,05} \text{ N} = 1,4 \text{ dB}$ . Es leuchtet

ein, daß Abweichungen des Sprechkopfspaltes, der für die Aufnahme  
des Bezugsbandes verwendet wurde, ebenfalls das Meßergebnis be-  
einflussen, so daß es notwendig ist, auch hierfür einen Sprechkopf zu  
verwenden, der kleinstmögliche Abweichungen von der Präzisions-  
form hat. Die Auswahl aus einer größeren Anzahl von Köpfen erfolgt  
am zweckmäßigsten so, daß zunächst jeder Kopf für sich sowohl als

Sprech- und als Hörkopf verwendet wird (diese Tests geschehen vor-  
teilhafterweise durch Messen der Hörkopf-EMK und mit frequenz-  
unabhängigem Aufsprechtstrom an einem hochkoerzitiven, glatten  
Band bei einem Vormagnetisierungsstrom höchstmöglicher Frequenz  
für maximale Empfindlichkeit zur Vermeidung störender Inter-  
ferenzfrequenzen). Beim Abspielen einer Aufzeichnung in umgekehr-  
ter Laufrichtung — dies ist freilich nur bei Laufwerken mit Vollspur-  
aufzeichnung möglich — muß dann derselbe Frequenz-  
gang gemessen werden; bei keil- und bogenförmiger Ab-  
weichung des Spaltes sind dann die Frequenzgänge in  
beiden Laufrichtungen verschieden, so daß es möglich  
ist, diese Spaltfehler sicher zu eliminieren. Ein symme-  
trischer S-förmiger Fehler kann auf diese Weise aller-  
dings nicht erfaßt werden, doch ist sein Auftreten an  
sich auch nicht sehr wahrscheinlich. Um in Hinblick  
auf Mehrspurgeräte für jede Spur übereinstimmenden  
Frequenzgang und Pegel durch das Bezugsband zu ge-  
währleisten, muß über die gesamte Breite die Magneti-  
sierung ausreichend konstant sein; eine Prüfung dieser  
Eigenschaft kann durch einen Halbspurkopf oder einen  
Spezialhörkopf mit nur wenigen Lamellen geschehen:  
In jeder Spurlage muß eine Frequenzgangaufzeichnung  
übereinstimmende Frequenzgänge ergeben. Ist dies nicht  
der Fall, so ist zu vermuten, daß die Spalttiefe des  
Sprechkopfes über seine Breite nicht konstant ist, der  
Sprechkopf ist dann für die Herstellung eines Bezugs-  
bandes ungeeignet. Ein gutes Kriterium für den Hörkopf  
ist, wenn auch das zweite Minimum ausgeprägt ist  
und noch das dritte Maximum eindeutig gemessen  
werden kann.

Nach diesem allerdings außerordentlich zeitraubenden Ver-  
fahren kann ein Paar der am besten geeigneten Köpfe für die Messung  
oder Fertigung des Frequenzgangteiles von Bezugsbändern gewonnen  
werden. Da im Originalzustand die Kopfoberfläche sicher nicht spiegel-  
glatt ist, läßt man tunlichst vor den Messungen einige tausend Meter  
Band über die Köpfe laufen, um die Oberfläche zu polieren. Bei aller  
Sorgfalt ist jedoch stets zu vermuten, daß bei Wellenlängen unter  
20  $\mu$  Fehler in der Größenordnung von wenigstens 1 dB nicht unter-  
schritten werden können, so daß Streuungen bei Vergleichsmessungen  
an verschiedenen unabhängigen Stellen von mehreren dB nicht zu  
vermeiden sind.

4. Messung der Magnetisierung mit einem Einzelleiter

Nach Vorschlag von Axon [3] läßt sich der Frequenzgang der Ober-  
flächeninduktion mittels eines Einzelleiters (single conductor) ge-  
eigneter Form bestimmen. Eine spezielle Ausführung des single con-  
ductors gestattet die Anwendung optischer Methoden zur exakten  
Messung seiner Dimensionen, indem auf einer Spiegelglaskante (Bild 3)  
eine Metallisierung geringer Dicke aufgebracht wird. Für den single

conductor gilt die Spaltfunktion  $\frac{\sin \pi s / \lambda}{\pi s / \lambda}$  exakt, die Höhe  $h$  der  
Größenordnung 0,2 ... 1,0 mm geht in den Abtastvorgang mit der  
Funktion  $\frac{1 - e^{-\frac{\omega h}{v}}}{\frac{\omega h}{v}}$  ein, so daß aus der in dem Leiter induzierten

EMK die Oberflächeninduktion ermittelt werden kann. Zwischen dem  
Frequenzgang der Oberflächeninduktion  $B_\omega$  und dem des Bandflusses  
 $\Phi_\omega$  besteht nun der Zusammenhang

$$B_\omega = \frac{\Phi_\omega / 2}{b \cdot d} \cdot \Omega \cdot \frac{1 + \tanh \Omega}{1 + \frac{\mu + 1/\mu}{2} \tanh \Omega}$$

Zur Umrechnung der beiden Frequenzgänge ist also die Kenntnis der  
Schichtdicke und -permeabilität erforderlich, beides Größen, deren  
Ermittlung nicht mit großer Genauigkeit möglich ist; außerdem  
können auch bei der Messung mit dem single conductor eventuelle  
Fehler des Sprechkopfspaltes nicht vermieden werden, weil Aufzeich-  
nungen mit Hilfe eines Einzelleiters aus thermischen Gründen un-  
möglich sind, da die erforderliche Strombelastung seine Belastbarkeit  
bei weitem überschreiten würde. So gewährt also die Messung mit  
dem single conductor keine grundsätzlich größere Genauigkeit.



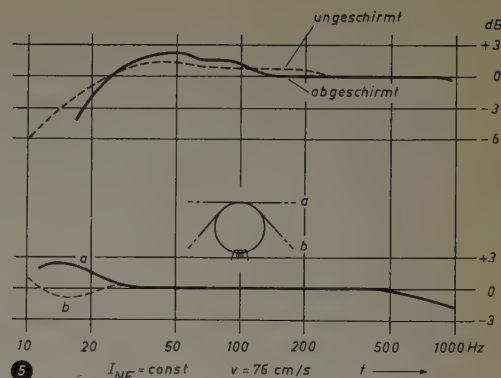
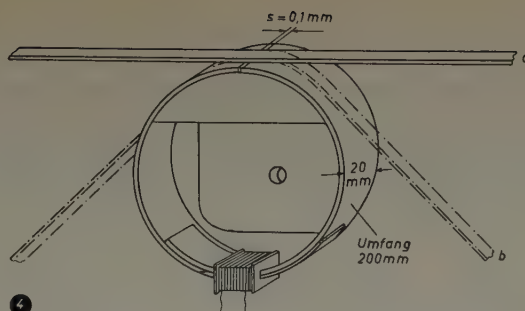
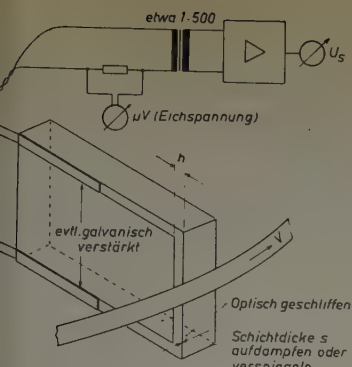


Bild 3. Zelleiter auf Spiegelglas. Bild 4. Versuchswiedergabekopf für große Wellenlängen. Bild 5. Frequenzgänge bei dem Versuchswiedergabekopf (unten) und dem Ringkopf (oben)

## 5. Magnetisierungsrichtung

Wesentlich für die Brauchbarkeit des Bezugsbandes ist die Richtung der Magnetisierung, d. h. der Spaltstellung bei der Aufzeichnung, die exakt senkrecht zur Laufrichtung des Bandes liegen muß, da Ab-

weichungen zu einem Frequenzgangfehler entsprechend  $\frac{\sin \pi \cdot \Delta s / \lambda}{\pi \cdot \Delta s / \lambda}$

führen müssen (hier ist  $\Delta s$  als Spaltfehler gleich der Schiefstellung, d. h. gleich der Projektion einer Spaltkante auf die Längsachse). Grundsätzlich ist es möglich, die Justierung des Sprechkopfes optisch durchzuführen, doch sind dieser Methode Grenzen gesetzt, da wegen des von vielen mechanischen Gegebenheiten undefiniert beeinflussten Bandlaufes Abweichungen von vielen Winkelminuten möglich sind, die für jedes Laufwerk verschieden sein können. Deshalb ist es zweckmäßiger, den Kopfspalt nach einer exakt durchgeführten Bandaufzeichnung genügend kleiner Wellenlänge einzustellern, wodurch das Problem auf die Aufgabe zurückgeführt ist, die Richtung der Magnetisierung auf dem Band selbst zu bestimmen. Durch Sichtbarmachen einer Aufzeichnung gelingt es, die Magnetisierungsrichtung auf Band mit einer Unsicherheit von höchstens 3' unmittelbar zu bestimmen. Dieses Verfahren wurde durch Guckenburg [10] zu einer gewissen Vollkommenheit entwickelt. Es hat jedoch den Nachteil, daß die Messung nur an einem relativ kurzen Stück durchgeführt werden kann und Welligkeiten der Bandkanten, auf die sich die Winkelmessung beziehen muß, zu einer Unsicherheit führen, so daß nur durch eine Vielzahl von Messungen über ein hinreichend langes Bandstück der wahrscheinliche Mittelwert gewonnen werden kann. Aus diesem Grund wird beim Rundfunk folgendes Verfahren angewandt: Auf einer Anlage mit möglichst eng tolerierter Bandführung wird bei etwa richtiger Justierung des Sprechkopfes (sie kann optisch erfolgen) eine Aufzeichnung hoher Frequenz auf einem Band möglichst geringer Gesamtdicke hergestellt, der Hörkopf auf maximale Ausgangsspannung einjustiert und die Einstellung der Justierschraube etwa durch einen Bleistiftstrich vermerkt. Sodann wird das vorsichtig verschränkt umgespulte Band mit der Rückseite an den Köpfen abgespielt. Es erfolgt also jetzt die Abtastung in einem Abstand, der etwa gleich Träger- plus Schichtdicke ist. Ein vielleicht vorhandener Winkelfehler wirkt sich nunmehr mit umgekehrtem Vorzeichen doppelt aus. Die Abtastung aus der Entfernung bedeutet aber einen ganz erheblichen Abtastverlust, der durch zusätzliche Verstärkung wettgemacht werden muß, wobei Störspannungen durch Zwischenschalten eines möglichst schmalen Filters vermieden werden müssen. Ist die Meßfrequenz bei einer Bandgeschwindigkeit von 19 cm/s 6000 Hz und die Banddicke 40  $\mu$ , so ist der Abtastverlust  $\frac{2 \pi \cdot 6000 \cdot 40 \cdot 10^{-4}}{19,05}$

= 7,92 N. Die zwischengeschaltete zusätzliche Verstärkung muß also etwa 60...70 dB sein. Nunmehr wird bei der Wiedergabe erneut die Spalttrichtung des Hörkopfes auf maximale Ausgangsspannung justiert und auch diese Einstellung vermerkt. Jetzt wird die Einstellung genau in der Winkelhalbierenden der beiden Marken vorgenommen und mit normaler Bandlage der Sprechkopf für maximale Ausgangsspannung justiert. Mit dieser Einstellung wird das Verfahren möglichst nochmals wiederholt, wodurch eine Einstellung gewonnen wird, die im Rahmen der erreichbaren Genauigkeit das Optimum darstellt. Auf einer derart eingestellten Anlage ist es dann möglich, Testbänder für korrekte Spalteinstellung herzustellen. Da es unbequem ist, zur Kontrolle der Spalttrichtung auf einem Betriebsgerät stets die Justier Vorrichtung pendelnd zu verstellen, wurde die Verwendung eines Spaltnischbandes vorgeschlagen, das in regelmäßiger Folge Aufzeichnungen mit gleich großer positiver und negativer

Winkelabweichung trägt. Bei korrekter Spalteinstellung darf beim Abspielen dieses Bandes kein Pegelsprung auftreten; andernfalls ist eine Nachstellung erforderlich, die aber dann mit Hilfe des Spaltbandes geschehen soll. (Die Herstellung eines Spaltnischbandes erfordert erhebliche Sorgfalt, und es kann nicht durch Zusammenkleben von einzelnen Bandstücken mit entsprechender Spalttrichtung hergestellt werden, da an jeder Klebestelle das Band undefiniert verzogen wird.)

## 6. Einfluß der Größe des Hörkopfes

Eine gewisse Schwierigkeit beim Messen des Bandflusses ergibt sich in dem Bereich, in dem die aufgezeichnete Wellenlänge in die Größenordnung der Dimensionen des Hörkopfes und der verwendeten Abschirmanordnungen kommt. Für einige Formen des Kopfes kann die Wellenlängenabhängigkeit des Nutzflusses im Kopf vom Bandfluß errechnet werden [1, 11]. Da jedoch die der Rechnung zugrunde gelegten vereinfachten Randbedingungen (Kopfform, Lage der Wicklung) praktisch nicht erfüllt sind, außerdem in dem Gebiet, in dem die Wellenlänge der Magnetisierung die Größenordnung der Breite des Bandes erreicht, auch die vereinfachten Annahmen (Verlauf der Kraftlinien in parallelen Ebenen) nicht mehr gelten, die bei kleinen Wellenlängen zulässig sind, kann man die Ergebnisse lediglich qualitativ werten. Aus diesem Grund wurde im RTI versucht, die Verhältnisse in diesem Wellenlängenbereich unter Verwendung von Versuchsköpfen besonders großer Dimensionen experimentell zu klären. Aus 1 mm starkem Mumetallband von 20 mm Breite wurde ein Ringkopf gefertigt, dessen Umfang 20 cm ist (Bild 4). Als Wicklung wurde an der rückwärtigen, entsprechend verjüngten, überlappten Stoßstelle eine Kopfhörerspule von 1000  $\Omega$  angebracht. Der Arbeitsspalt war 0,1 mm breit. Das Gebilde wurde zwecks Halterung auf einen Messingklotz gelötet, der die Form eines Zylindersegments hat. Mit Hilfe einer Einspeisespule wurde nun der Frequenzgang des Übertragungsmaßes im Bereich von 10...1000 Hz ermittelt und sodann ein Testband bei einer Bandgeschwindigkeit von 76 cm/s in diesem Bereich mit frequenzunabhängigem NF-Strom magnetisiert. Die Quotientenkurve beider Messungen stellt dann den gesuchten Frequenzgang dar. Bild 5 zeigt die Ergebnisse und zum Vergleich die unter gleichen Bedingungen bei einem rundfunküblichen Hörkopf einmal mit und einmal ohne Abschirmung erhaltenen. Es zeigt sich, daß bei dem normalen Hörkopf bereits unterhalb 200 Hz ein Anstieg auftritt, dem eine gewisse Welligkeit überlagert ist, und dem unterhalb eines Maximums bei etwa 40 Hz ein Abfall folgt, der bei Gegenwart der Abschirmung steiler wird, während bei dem Spezialkopf für tangentialen Bandlauf ein Anstieg erst unterhalb 20 Hz eintritt und ein Maximum bei etwa 10 Hz liegt. Bei einer Umschlingung von  $2 \times 45^\circ$  tritt, wie auch qualitativ analytisch begründbar, eine Welligkeit auf, so daß bei 15 Hz ein Minimum und unterhalb 10 Hz ein Maximum entsteht. Aus dieser Untersuchung läßt sich folgern, daß in dem fraglichen Wellenlängenbereich, also  $\lambda > 0,1$  mm, der Bandfluß keinen merklichen Frequenzgang hat, wodurch die Zulässigkeit des Meßverfahrens für die Bestimmung des Bandflusses durch die äquivalente Gleichstrommagnetisierung bestätigt wird. Außerdem folgt, daß es zulässig ist, in diesem Frequenzbereich den Wiedergabekanal so zu eichen, daß sein Übertragungsmaß statt mit der Einspeisespule durch ein frequenzunabhängig magnetisiertes Band ermittelt wird. Auf dieses Übertragungsmaß werden dann die Messungen des Bezugsbandes bezogen (im Bandflußnetzwerk für 76 und 38 cm/s des „R 57“ [9] sind die Abweichungen für rundfunkübliche Hörköpfe mit einer Genauigkeit von  $\pm 0,5$  dB bis 40 Hz nachgebildet).



G. MEYER-BRÖTZ

# Eigenschaften von Zener-Dioden und ihre Anwendung als Spannungsnormal

DK 621.314.7:621.3.015.089.6

## 1. Eigenschaften der Zener-Dioden

Legt man an eine Silizium-Diode eine Sperrspannung von einigen hundert Millivolt, so fließt ein sehr kleiner Sperrstrom von Bruchteilen eines Mikroamperes. Bei Steigerung der in Sperrichtung der Diode gepolten Spannung beobachtet man oberhalb etwa 4 V ein plötzliches starkes Ansteigen des Stromes (Bild 1).

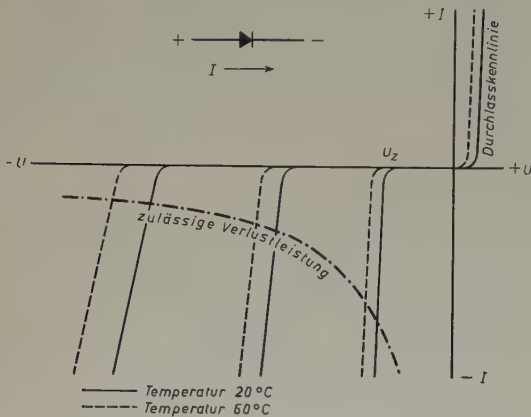


Bild 1. Prinzipieller Verlauf von Durchlaß- und Sperrkennlinien bei Silizium-Dioden

Man erhält über einen großen Bereich der Sperrströme eine nahezu konstante — durch den Herstellungsprozeß wählbare — Spannung, die zum Beispiel als Normal- oder Vergleichspannung benutzt werden kann.

Kann man eine thermische Überlastung der Diode, die sich stets in einem negativen Kennlinienbereich äußert, ausschließen, so gibt es für diesen Durchbruch zwei mögliche Ursachen, den Lawinen-Durchbruch und den Zener-Effekt [1, 2].

Ist infolge einer hohen Sperrspannung an der Diode das Feld in der Sperrschicht so groß, daß durch die Kollision der Ladungsträger mit den Elektronen des Valenzbandes eine Ionisation entsteht, so erfolgt der Durchbruch infolge eines lawinenartigen Anwachsens der Zahl der Ladungsträger. Wenn die zulässige Verlustleistung während des Durchbruchs nicht überschritten, das heißt, wenn die Diode nicht thermisch überlastet wird, so führt dieser Durchschlag nicht etwa zu einer Zerstörung der Diode; der Effekt ist vielmehr völlig reproduzierbar.

Beim Zener-Durchbruch entsteht eine Art Feldemission; wegen der hohen Feldstärke in der Sperrschicht können also Ladungsträger die verbotene Zone überqueren, so daß die Zahl der beweglichen Ladungsträger stark erhöht wird.

Es ist schwierig, die beiden Durchbruchmechanismen experimentell zu unterscheiden, so daß man häufig nicht sicher ist, welcher Effekt Ursache für den beobachteten Durchbruch ist. Bei den hier für die technische Anwendung interessierenden niedrigen Spannungen überwiegt im allgemeinen der Zener-Effekt [3], so daß die Bezeichnung „Zener-Diode“ gerechtfertigt ist.

Der Durchbruch erfolgt nicht beliebig steil, sondern infolge des Bahnwiderstandes der Diode erhöht sich die Spannung etwas mit zunehmendem Sperrstrom; das Verhältnis der Spannungsänderung zur Stromänderung ist der dynamische Innenwiderstand  $R_i$ . Da bei hochohmigem Material die Durchbruchspannung höher liegt als bei niederohmigem, steigt der Innenwiderstand mit zunehmender Zener-Spannung  $U_Z$  etwa quadratisch an, was im Bild 1 grundsätzlich, im Bild 2 für eine Zener-Diode mit einer zulässigen Verlustleistung von 125 mW dargestellt ist. Dioden, die für höhere Verlustleistungen dimensioniert sind, haben neben einer verbesserten Kühlung auch

einen größeren Querschnitt und damit verminderten Bahnwiderstand, dessen Optimalwert für eine 10-W-Diode beispielsweise bei 0,5  $\Omega$  liegt. Der im Bild 2 gezeigte Verlauf des Innenwiderstandes bleibt auch dann grundsätzlich erhalten.

Eine zweite wichtige Kenngröße für die bei der Verwendung von Zener-Dioden als Spannungsnormal auftretenden systematischen Fehler ist der Temperaturgang, also die Änderung der Zener-Spannung bei konstant gehaltenem Strom und Erhöhung der Temperatur. Der Temperaturgang  $TG$  in  $mV/^\circ C$  steigt ebenfalls mit zunehmender Durchbruchspannung (Bild 1 und 2). Er ist Null bei Dioden mit einer Zener-Spannung von etwa 5 V, bei niedrigeren Spannungen sogar negativ. Dioden mit Zener-Spannungen unterhalb 5 V sind aber schwierig herzustellen und daher teuer.

Man kann den positiven Temperaturkoeffizienten aber dadurch kompensieren, daß man eine oder mehrere Dioden in Durchlaßrichtung mit der Zener-Diode in Serie schaltet. Die Durchlaßkennlinie einer Silizium-Diode hat einen stets negativen Temperaturgang von etwa  $-2,4 mV/^\circ C$ .

Die beiden systematischen Fehler — dynamischer Innenwiderstand und Temperaturgang — sind ziemlich unabhängig voneinander [4], der Innenwiderstand ist also über einen größeren Temperaturbereich, der Temperaturkoeffizient bei allen Werten des Sperrstromes konstant.

Neben diesen Einflüssen sind keine zufälligen oder zeitabhängigen Änderungen bekannt oder aus dem physikalischen Prinzip zu erwarten.

## 2. Anwendungen

Wegen des kleinen Innenwiderstandes, des bekannten und daher kompensierbaren Temperaturganges, der beliebig wählbaren niedrigen Spannung und des großen Sperrstrombereiches von einigen Milliampere bis zu einigen Ampere ist die Zener-Diode vor allem für die Spannungsstabilisierung in Transistorgeräten geeignet an Stellen, an denen man bei der Ausrüstung mit Röhren Glühlampen verwendet. Zener-Dioden haben dabei gegenüber Glühlampen den Vorteil, daß sie keine Zündspannung brauchen und ohne Schwingneigung mit großen Kapazitäten überbrückt werden können.

Eine einfache Schaltung zur Gleichspannungsstabilisierung, in der Eingangsspannungs- und Belastungsschwankungen von der Zener-Diode aufgefangen werden, zeigt Bild 3a. Ein Maß für die Verminde-

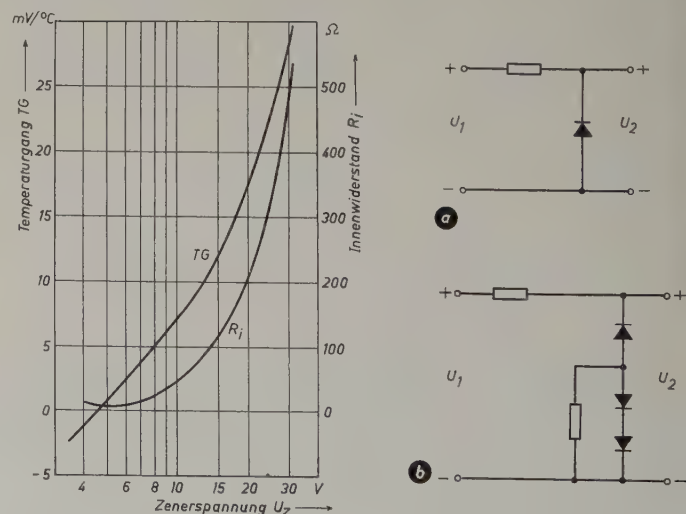


Bild 2 (links). Temperaturkoeffizient und dynamischer Innenwiderstand in Abhängigkeit von der Zener-Spannung für eine 125-mW-Diode. Bild 3 (rechts). Spannungsstabilisierung mit Zener-Dioden; a) ohne und b) mit Temperaturkompensation ( $U_1$  unstabilisierte,  $U_2$  stabilisierte Spannung)



rung der Spannungsschwankungen ist der Regelfaktor, das Verhältnis von Gleichstromwiderstand zu dynamischem Innenwiderstand. Typische Werte des Regelfaktors liegen bei Zener-Dioden je nach Strom und Spannung zwischen 50 und 500. Ist die Änderung des Sperrstromes langsam und so groß, daß sich die Diodentemperatur merklich ändert, so wird infolge des Temperaturganges (Bild 1) der Innenwiderstand scheinbar erhöht, die Regelung verschlechtert. Man verwendet dann besser eine Diode mit höherer Verlustleistung oder mehrere Dioden mit kleinerer Zener-Spannung in Serie, auf die sich die Gesamtleistung aufteilt.

Bei höheren zu stabilisierenden Spannungen bringt die Serienschaltung mehrerer Dioden mit niedriger Zener-Spannung weitere Vorteile, da ja nach Bild 2 sowohl Innenwiderstand als auch Temperaturgang stärker als linear mit zunehmender Sperrspannung ansteigen. Soll beispielsweise die stabilisierte Spannung einen Wert von 18 V haben, so wäre bei einer 18-V-Diode  $R_i = 200 \Omega$  und  $TG = 15 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ , bei der Serienschaltung von drei 6-V-Dioden dagegen  $R_i = 3 \cdot 10 = 30 \Omega$  und  $TG = 3 \cdot 2,4 = 7,2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ . Die Verwendung mehrerer Dioden erlaubt unter Umständen außerdem eine genauere Annäherung an eine gewünschte Spannung durch Kombination von Dioden verschiedener Sperrspannungen, da von den Herstellern nur relativ grobe Spannungsstufungen angeboten werden.

Falls eine extreme Temperaturkonstanz der Ausgangsspannung erforderlich ist, kann man den positiven Temperaturkoeffizienten des Zener-Durchbruchs durch den negativen der Durchlaßkennlinie kompensieren (Bild 3b). Soll zum Beispiel die stabilisierte Spannung  $U_z$  einen Wert von etwa 9 V haben, so ergibt die gezeichnete Serienschaltung einer 8-V-Zener-Diode mit zwei in Durchlaßrichtung gepolten Dioden, deren „Schleusenspannung“ etwa 0,5 V ist, die gewünschte Spannung von  $8 \text{ V} + 2 \cdot 0,5 \text{ V} = 9 \text{ V}$  und einen Temperaturgang von  $+4,8 \text{ mV}/^\circ\text{C} - 2 \cdot 2,4 \text{ mV}/^\circ\text{C} = 0$ . Praktisch läßt sich ein Temperaturgang von 0,1 mV/°C erreichen. Der Innenwiderstand der gesamten Stabilisierungsschaltung wird durch die Serienschaltung des Durchlaßwiderstandes natürlich erhöht. Für Siliziumdioden ist das Produkt aus dynamischem Durchlaßwiderstand und Strom etwa  $50 \Omega \cdot \text{mA}$ , für einen Durchlaßstrom von 10 mA ist der Widerstand also 5  $\Omega$ .

Bei höheren Ansprüchen an die Stabilisierung verwendet man eine elektronische Regelung mit Transistoren (Bild 4). Die Zener-Diode liefert eine Bezugsspannung  $U_z$ , die mit einem Teil der Ausgangsspannung  $U_z^*$  verglichen wird. Auftretende Abweichungen werden

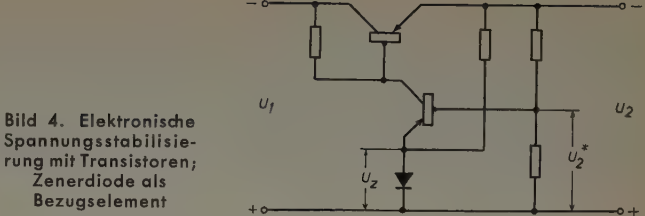


Bild 4. Elektronische  
 Spannungsstabilisie-  
 rung mit Transistoren;  
 Zenerdiode als  
 Bezugselement

mit Hilfe des unteren Transistors verstärkt, der den oberen so steuert, daß die Abweichungen kleiner werden. Der Regelfaktor läßt sich durch Erhöhen der Verstärkung beliebig steigern. Die absolute Konstanz der Ausgangsspannung  $U_z$  wird wesentlich durch den Temperaturgang des verstärkenden Transistors und der Zener-Diode beeinflußt. Für konstanten Kollektorstrom verschiebt sich die Basis-Emitter-Spannung um  $-2,2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$  [5]. In Verbindung mit einer Zener-Diode von etwa 6 V wird auch hier wieder eine Temperaturkompensation mit einer Verbesserung um einen Zehnerfaktor erreicht.

Als letztes der Beispiele, die sich beliebig fortsetzen ließen, sei die Ankopplung über Zener-Dioden im Transistoren-Gleichspannungsverstärker erwähnt. Durch die Kopplung über Zener-Dioden wird eine Anpassung der Gleichspannungen zwischen dem Kollektor der Vorstufe und der Basis der folgenden Stufe erreicht, ohne daß wegen des niedrigen dynamischen Innenwiderstandes der Zener-Diode ein Verstärkungsverlust auftritt [6]. Durch Wahl einer geeigneten Zener-Spannung kann wieder eine Temperaturkompensation erzielt werden.

### Schrifttum

- [1] McKay, K. G.: Avalanche breakdown in silicon. Phys. Rev. Bd. 94 (1954) S. 94
- [2] McAfee, K. B., Ryder, E. J., Shockley, W., u. Sparks, M.: Observations of Zener current in Ge p-n-junctions. Phys. Rev. Bd. 83 (1951) S. 650
- [3] Knott, R. D., Colson, I. D., u. Young, M. R. P.: Breakdown effect in p-n-alloy Ge junctions. Proc. phys. Soc. (London) Bd. 68, Part 3, Sec. B (1955) S. 182
- [4] Smith, D. H.: The suitability of the silicon alloy junction diode as a reference standard in regulated metallic rectifier circuits. Trans. Amer. Inst. electr. Engs., Communications and Electronics, Nr. 16 (1955) S. 645
- [5] Guggenbühl, W., u. Schneider, B.: Zur Stabilisierung des Gleichstromarbeitspunktes von Flächentransistoren. Arch. elektr. Übertr. Bd. 10 (1956) S. 361
- [6] Dobrinski, P., Knabe, H., u. Müller, H.: Die Silizium-Zener-Diode. Nachr.-techn. Z. Bd. 10 (1957) Nr. 4, S. 195 (nach Fertigstellung des Manuskriptes erschienen)

(eingegangen am 27. Mai 1957)

## Ringzähler mit elektronischer Torschaltung

Bei der Konstruktion elektronischer Geräte wird häufig eine Anordnung gebraucht, die folgende Aufgaben löst:

- 1) Eine Serie von Stufen, von denen jede zwei — den binären Ziffern 0 und 1 entsprechende — Schaltzustände einnehmen kann, soll so arbeiten, daß stets eine und nur eine Stufe den Wert 1 zeigt. Alle anderen sollen dagegen auf 0 geschaltet sein.
- 2) Eingegebene Impulse sollen die 1 um jeweils eine Stufe weiterrücken.
- 3) Sobald die 1 die Serie der Stufen verläßt, soll der Vorgang von neuem beginnen, die 1 soll also wieder an der ersten Stufe erscheinen.
- 4) Mit Hilfe eines Rückstellimpulses soll die 1 jederzeit wieder auf die erste Stufe geschaltet werden können.
- 5) Die jeweils 1 zeigende Stufe soll ein elektronisches Tor für den Durchlaß von Impulsen öffnen können.

Bild 1 zeigt das Blockbild eines solchen „Ringzählers“. Für Anlagen, bei denen es auf Kleinheit und geringen Leistungsverbrauch ankommt, ist

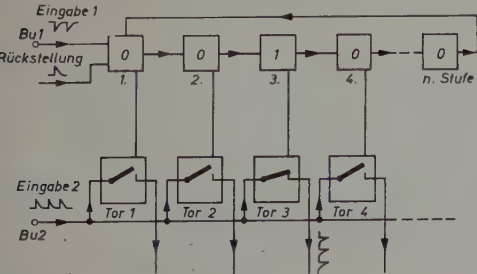


Bild 1. Blockbild  
 eines Ringzählers

die Verwendung von Transistoren und Germanium-Dioden möglich; Bild 2 zeigt eine erprobte Schaltung. Die einzelnen Multivibratorstufen sind jeweils vom Kollektor des linken Transistors einer Stufe mit der Basis des linken Transistors der folgenden Stufe über  $C_k$  gekoppelt. Alle linken und alle rechten Transistoren haben je einen gemeinsamen Emittewiderstand ( $R_{e1}$ ,  $R_{e2}$ ). Ein negativer Impuls an der Eingabe  $Bu 1$  setzt den Emitter aller linken Transistoren auf negatives Potential, oder (was das gleiche ist) er erteilt ihrer Basis ein positives Potential. Alle linken Transistoren sind also gesperrt, alle rechten leitend. Dieser Zustand einer Stufe (links gesperrt, rechts leitend) sei mit 0, der umgekehrte mit 1 bezeichnet.

Befindet sich nun zunächst die erste Stufe allein in der Stellung 1, dann schaltet ein Impuls an  $Bu 1$  nicht alle Stufen auf 0, sondern es geschieht folgendes: Die erste, 1 zeigende Stufe wird auf 0 umgeschaltet, wobei über  $C_k$  ein negativer Impuls an die zweite Stufe gelangt; diese wird dadurch auf 1 gestellt. Die zweite Stufe liefert der dritten dabei einen positiven Impuls, der sozusagen den bereits gesperrten Transistor „noch weiter sperrt“.

Beim nächsten Impuls rückt die 1 eine Stelle weiter nach rechts, und entsprechend verläuft der Vorgang bei weiteren Impulsen. Die Bedingungen 1) und 2) sind also erfüllt, wenn dafür gesorgt ist, daß eine der Stufen anfänglich 1 zeigt. Die Arbeitsweise der Schaltung ändert sich auch dann nicht, wenn von der letzten Stufe wieder auf die erste gekoppelt wird (Bedingung 3).

Bedingung 4) läßt sich dadurch erfüllen, daß die Basis des ersten Transistors kurzzeitig abgetrennt wird. Sie erhält dabei ein negatives Potential, und die erste Stufe schaltet auf 1. Alle anderen Stufen stellen sich dann automatisch — über die gemeinsamen Emittewiderstände — auf 0.



Das Abtrennen der Basis des ersten Transistors kann elektronisch über einen Transistor erfolgen (Bild 2). Der der ersten Stufe vorgeschaltete Transistor ist, da er übersteuert ist, schon ohne Signal leitend; zwischen Kollektor und Emitter liegt also nur die kleine Kniespannung von etwa 0,3 V. Ein positives Signal von etwa 30 mV Amplitude an der Basis sperrt den Transistor und leitet die Rückstellung der Anlage ein. Der Impuls braucht nicht unbedingt positiv zu sein; auch die Rückflanke eines negativen Impulses kann für die Sperrung genügen.

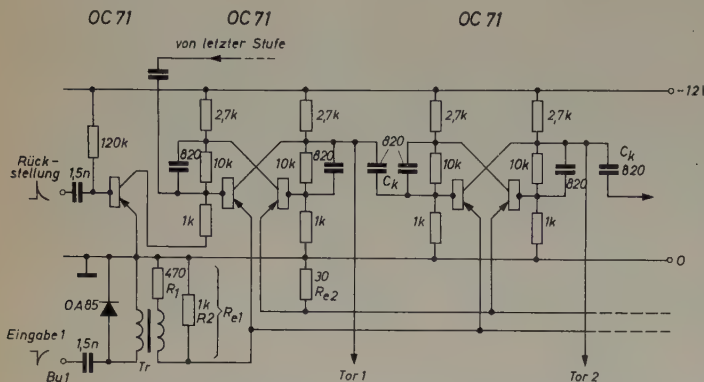


Bild 2. Schaltung des Ringzählers (Dimensionierung des Transformator Tr: Ferroxcube III B, Schalenkern „D 14/8“, je 75 Wdg. 0,1 mm Cu L)

In der beschriebenen Anlage ist von den linken Transistoren stets einer leitend, und  $n - 1$  Transistoren sind gesperrt. Bei den rechten Transistoren sind  $n - 1$  leitend, und einer ist gesperrt. Deshalb fließen über die beiden Emitterwiderstände verschiedene Ströme. Ungefähr muß gelten

$$\frac{R_{e1}}{R_{e2}} = \frac{n - 1}{1}$$

Die Schaltung nach Bild 2 ist für elf Stufen gedacht, so daß sich  $R_{e1}/R_{e2} = 10$  ergibt. Im Bild 2 ist

$$R_{e1} \approx \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = 320 \text{ Ohm}; \quad R_{e2} = 30 \text{ Ohm}$$

Bei Ringzähler-Schaltungen verdienen die Mitkopplungen Beachtung, da die ganze Anordnung in sich geschlossene Wechselstromwege enthält. Wenn man unterstellt, daß die beiden Schaltzustände von den Transistoren nicht ideal eingenommen werden, daß also ein Sperrimpuls einen bereits gesperrten Transistor „noch etwas besser sperrt“ und ein für das Leitendwerden bestimmter Impuls einen schon leitenden Transistor „noch etwas besser leitend“ macht, dann können bei jedem Umschaltimpuls diese beiden Fälle von Stufe zu Stufe wechselnd eintreten.

Das Ausmaß der Fortwirkung der dabei auftretenden kleinen Impulse in der Kette hängt vor allem davon ab, wie stark sich die Potentialänderungen noch in der auf die umgeschaltete Stufe nächstfolgenden auswirken. Würde zum Beispiel vom Kollektor eines rechten Transistors auf die Basis des rechten Transistors der nächsten Stufe gekoppelt (diese Schaltung ist prinzipiell möglich), dann würde hinter der umgeschalteten Stufe der leitende Transistor nochmals in den leitenden Zustand geschaltet. Der dabei auftretende Impuls könnte dann bei der darauffolgenden Stufe den rechten, leitenden Transistor sperren. Im Bild 2 wird jedoch der linke, gesperrte Transistor der Stufe „nochmals gesperrt“. Der dabei auftretende kleine Impuls am Kollektorwiderstand wird kaum ausreichen, den linken Transistor der folgenden Stufe leitend werden zu lassen.

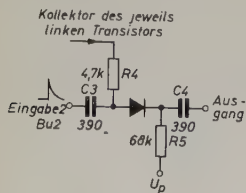


Bild 3. Schaltung des elektronischen Tores

Die Aufgabe des elektronischen Tores geht aus Bild 1 hervor. Sie läßt sich auf sehr einfache Weise mit Hilfe einer Germanium-Diode lösen. Die Schaltung zeigt Bild 3. Das Kollektorpotential ist bei einer 0 zeigenden Stufe (gesperrter linker Transistor) stark negativ, bei einer 1 zeigenden Stufe relativ zum ersten Zustand positiv. Wird das Bezugspotential  $U_p$  zwischen diese beiden Kollektorpotentiale gelegt, so ist die Diode nur bei einer 1 zeigenden Stufe leitend, und nur dann können die Impulse von der Eingabe Bu 2 an den Ausgang gelangen.

Die Wahl der Widerstände im Bild 3 richtet sich nach folgenden Gesichtspunkten; Um eine kleine Zeitkonstante für das Öffnen und Schließen des

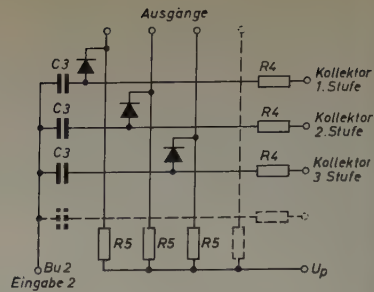


Bild 4. Schaltung mit je einem Tor für alle Stufen

Tores zu erhalten, muß der Wert von  $R_4$  klein sein. Ist  $R_4$  jedoch zu klein, dann kann es vorkommen, daß ein positiver oder negativer Impuls an der Diode — von Bu 2 kommend — über  $R_4$  den Ringzähler weiter schaltet.  $R_5$  belastet die Ringzählerstufen und hat Einfluß auf die am Ausgang auftretende Impulsamplitude. Ist  $R_5$  zu klein, dann wird die Ausgangsamplitude stark von der Größe des Eingangssignals abhängig. Bei zu großem Wert werden die noch im gesperrten Zustand durchkommenden Amplituden zu groß. Als Betriebswerte haben sich  $R_4 = 4,7 \text{ k}\Omega$ ,  $R_5 = 68 \text{ k}\Omega$  und  $C_3 = C_4 = 390 \text{ pF}$  bewährt. Die Schaltung arbeitet dann bis zu 70 kHz Impulsfrequenz. An jede Stufe des Ringzählers lassen sich bis zu drei Tore anschließen.

Wie im Bild 1, können alle Stufen mit je einem Tor bei gemeinsamer Speisung über Eingabe Bu 2 versehen werden. So entsteht Bild 4. Bei Impulsen von 0,5 V Amplitude ergibt sich für die Amplituden der Ausgangsimpulse bei geöffnetem und nicht geöffnetem Tor ein Verhältnis von  $> 10 : 1$ .

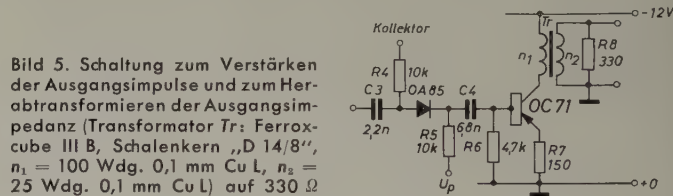


Bild 5. Schaltung zum Verstärken der Ausgangsimpulse und zum Herabtransformieren der Ausgangsimpedanz (Transformator Tr: Ferroxcube III B, Schalenkern „D 14/8“,  $n_1 = 100 \text{ Wdg. } 0,1 \text{ mm Cu L}$ ,  $n_2 = 25 \text{ Wdg. } 0,1 \text{ mm Cu L}$ ) auf  $330 \Omega$

In vielen Fällen ist es erwünscht, die Ausgangsimpulse zu verstärken und die Ausgangsimpedanz herabzutransformieren. Bild 5 zeigt eine praktisch erprobte Schaltung, die mit Eingangsimpulsen von 2 V Amplitude arbeitet. Die Ausgangsimpedanz ist  $330 \text{ Ohm}$ .

(Nach Unterlagen der Valvo GmbH)

## FUNK-TECHNIK

FERNSEHEN · ELEKTRONIK

enthält in den Novemberheften u. a. folgende Beiträge:

### 1. Novemberheft 1957 (Nr. 21)

- Funksignale aus dem Weltraum
- Programmgesteuerte elektronische Rechenmaschinen · Technische Grundlagen
- FS-Kontrollempfänger „KE 56 B“
- Moderner Fernseh-Antennenverstärker für Band I
- Die Aufnahme von Fernsehsendungen auf Magnetband
- Ein 70-Watt-Amateursender für alle Bänder
- Tragbares Magnetlängegerät mit eingebautem UKW-Empfangsteil

### 2. Novemberheft 1957 (Nr. 22)

- Fernsehen für Industrie, Wissenschaft und Verkehr
- Radar für kleine Ziele
- 15-Watt-Mischverstärker mit PPP-Endstufe „Diwefon 1557“
- Ein 70-Watt-Amateursender für alle Bänder
- Transistoren-Kleinstempfänger
- FT-Kurznachrichten · Von Sendern und Frequenzen
- Aus Zeitschriften und Büchern
- Beilagen: Schaltungstechnik · Sendertabelle · Impulstechnik
- Der Oszillograf als Meßgerät

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH · Berlin-Borsigwalde



# Frequenzstabilisierung von HF-Transistoroszillatoren durch temperaturempfindliche Schwingkreiselemente

DK 621.373.029.6:621.314.7:621.316.726:538.566.096

Eins der Hauptprobleme bei der Verwendung von Transistoren in der Elektronik ist die Beseitigung des störenden Temperatureffektes, der besonders bei Germanium-Flächentransistoren eine erhebliche Verschiebung des Arbeitspunktes zur Folge haben kann [1]. Die Temperaturkompensation von Gleichstromverstärkern, für die sich besonders bei niederohmigen Meßquellen Flächentransistoren am besten eignen, kann durch Verwendung einer Vielfachbrückenschaltung, die nach einer Art Gegentakverfahren arbeitet, mit befriedigendem Erfolg erreicht werden [2]. Bei abgestimmten und RC-gekoppelten Transistorschaltungen läßt sich eine weitreichende Stabilisierung durch Widerstandsspannungsteiler erreichen, wobei die Widerstandswerte sich aus einem Stabilitätsfaktor ergeben [3]. Für Tonfrequenzverstärker ist ein ungünstiger Stabilitätsfaktor als für abgestimmte HF- und ZF-Schaltungen zulässig [4, 5]. Je günstiger, d. h., je kleiner der Faktor ist, desto geringer ist wegen des möglicherweise relativ großen Nebenstromverbrauchs der Gesamtwirkungsgrad der Schaltung.

Um diesem Mangel abzuweichen und die Stabilisierung von HF-Transistorschaltungen elektronisch zu vereinfachen, wurden temperaturempfindliche Schwingkreiselemente benutzt, mit denen eine ausreichende Frequenzstabilisierung der Schaltung ohne Wirkungsgradverlust erreicht werden sollte [6]. Besonders in Miniaturgeräten, deren Stromverbrauch eine erhebliche Rolle spielen kann, hat sich dieses Stabilisierungsverfahren ausgezeichnet bewährt [7]. Es soll im folgenden bezüglich seiner Anwendung in Oszillatoren näher beschrieben werden; seine Benutzung in anderen Schaltungen ist mit gleichem Erfolg möglich.

## 1. Temperaturempfindlichkeit eines HF-Transistoroszillators

Die Stabilität von Transistoroszillatoren gegenüber Temperaturschwankungen hängt stark von dem  $L/C$ -Verhältnis des Schwingkreises ab. Außerdem ist der Temperatureffekt auch eine Funktion eines Faktors  $A$ , der sowohl von der Betriebsfrequenz im Verhältnis zur Grenzfrequenz des Transistors als auch von den jeweiligen Betriebsbedingungen bei der gegebenen Transistorcharakteristik abhängt. Es ist also nach [6]

$$\frac{\Delta f}{f} = G(L/C, A) \text{ je } ^\circ\text{C} \quad (1)$$

Nach bisher durchgeführten Untersuchungen kann  $\Delta f/f$  Werte bis zu einer Größenordnung von 1% erreichen. Für die Messungen wurden im HF-Gebiet ausschließlich Valvo-Transistoren OC 45 benutzt. Der erwähnte relativ hohe Wert wurde mit einer Betriebsfrequenz im Bereich von 4 MHz bei verhältnismäßig großem  $L/C$ -Verhältnis gemessen.

Zum Zweck einer entsprechenden Dimensionierung der für eine Kompensation notwendigen Schwingkreisgrößen wird  $\Delta f/f$  bei dem gegenwärtigen Stand der Serienherstellungstoleranzen am besten empirisch bestimmt. Dies kann durch den Aufbau eines Miniatur-Versuchoszillators mit temperaturkompensiertem Schwingkreis geschehen. Die Gesamt-abmessungen eines solchen Geräts brauchen die einer Streichholzschachtel nicht zu überschreiten. Ein solcher Oszillator kann dann in einem temperaturkontrollierten Ölbad auf verschiedene Temperaturen gebracht werden. Das Ölbad läßt sich auch durch ein temperaturisoliertes Gefäß (etwa eine Thermosflasche), das ebenfalls mit einer kleinen elektrischen Heizung versehen ist, ersetzen. Als Beispiel eines Meßergebnisses sei ein  $\Delta f$  von  $-30$  kHz bei 4 MHz erwähnt, also eine Frequenzverringern um 0,75%.

## 2. Stabilisierung mit temperaturempfindlichen Kondensatoren

Unter Benutzung der Näherungsformel

$$\frac{\Delta f}{f} = -\frac{\frac{\Delta C}{C} + \frac{\Delta L}{L}}{2} \text{ je } ^\circ\text{C} \quad (2)$$

ist es möglich, die dem gemessenen  $\Delta f/f$ -Wert entsprechenden Kapazitätsänderung, selbstverständlich mit umgekehrtem Vorzeichen, angenähert zu berechnen. Nimmt man an, daß  $\text{TiO}_2$ -Kondensatoren einen Grenzkoeffizienten  $\Delta C/C = -800 \cdot 10^{-6}$  haben, und daß  $\Delta L/L = 0$  ist, so ist der durch normale keramische Kondensatoren dieser Art noch kompensierbare  $\Delta f/f$ -Wert  $-0,0004$  oder 1,6 kHz bei 4 MHz. Dagegen ist ein Koeffizient von  $-5100 \cdot 10^{-6}$  erforderlich, wenn beispielsweise  $\Delta f/f = 2,5 \cdot 10^{-3}$  und  $\Delta L/L = +100 \cdot 10^{-6}$ . Zur Kompensation müssen dann HDK-Kondensatoren herangezogen werden. Beschreibungen dieser Kondensatoren finden sich im Schrifttum, eine gute Zusammenstellung ent-

hält [8]. In den vom Verf. vor einigen Jahren entwickelten Kapazitätsbolometern wurde der hohe Temperaturkoeffizient solcher Kondensatoren zu Temperaturmessungen sehr großer Genauigkeit benutzt [9]; das dort zur Verwendung dieser Kondensatoren für wissenschaftliche Messungen Gesagte gilt auch für den vorliegenden Anwendungsfall der Stabilisierung von transistorisierten Oszillatoren.

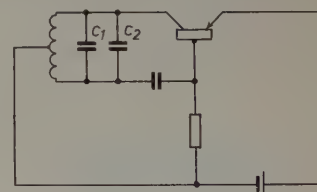
Die Kondensatoren müssen einzeln nach ihrer Temperaturcharakteristik ausgewählt werden. Entsprechend dem bei ihrer Herstellung angewandten Verfahren liegt der Curie-Punkt der  $\text{BaTiO}_3$ - $\text{SrTiO}_3$ -Kombination oberhalb oder unterhalb des bei ihrer Verwendung in Betracht kommenden Temperaturbereiches. Wegen des durch ferroelektrische Erscheinungen bedingten nichtlinearen Verlaufs der Temperaturcharakteristik der Kondensatoren unterhalb des Curie-Punktes vertrat der Verf. die Meinung [9], daß Kondensatoren, bei denen sich der Curie-Punkt unterhalb des Temperaturbereiches befindet, für die bei der Anwendung zu Präzisionsmessungen auftretenden Genauigkeitsanforderungen vorteilhaft wären. Nach inzwischen durchgeführten Untersuchungen scheinen auch Kondensatoren mit Curie-Punkten bei  $+80 \dots +100^\circ\text{C}$  für die Verwendung als Temperaturmesser im Bereich bis zu etwa  $40^\circ\text{C}$  brauchbar zu sein. Wegen der obenerwähnten Ähnlichkeit der Anforderungen sind sie daher auch zur Kompensation benutzbar.

Grundsätzlich kann eine solche Stabilisierungsmethode natürlich auch mit temperaturempfindlichen Spulenkernen durchgeführt werden, auch ist es möglich, die Spule selbst aus Bimetallstreifen herzustellen, um bei richtiger Dimensionierung die gewünschte Temperaturempfindlichkeit zu bekommen. Bei dem gegenwärtigen Stand der Technik scheint aber die Kompensation durch temperaturempfindliche Kondensatoren weitaus bequemer zu sein, besonders, wenn der erforderliche Temperaturkoeffizient vergleichsweise groß ist.

## 3. Schaltungsprinzip des stabilisierten Oszillators

Bild 1 zeigt einen nach der beschriebenen Methode stabilisierten Oszillator. Die kompensierende Kondensatorenkombination ist durch  $C_1$  und  $C_2$  dargestellt. Zwei oder drei Kondensatoren sollten in den meisten Fällen

Durch die Kondensatoren-Kombination  $C_1, C_2$  stabilisierter Oszillator



ausreichen, um die richtigen Kapazitäts- und Temperaturkoeffizientenwerte zu erhalten. Als Anwendungsbeispiel sei ein vom Verfasser auf dieser Basis entwickelter Miniatursender (Abmessungen  $1 \times 3 \times 6$  cm) für Luftschutz- und Buschfeuer-Funkbetrieb mit einem Aktionsradius von 5 km erwähnt [7].

## Schrifttum

- [1] • Shea, R. F., et. al.: Principles of transistor circuits. New York 1953, Wiley
- [2] Albrecht, H. J.: Direct-coupled thermocouple amplifiers for measurements in geophysics and meteorology. Geofis. pura e appl. Bd. 34 (1956) S. 196
- [3] Shea, R. F.: Transistor operation: Stabilization of operating points. Proc. Inst. Radio Eng. Bd. 40 (1952) S. 1435
- [4] Albrecht, H. J.: Design notes on transistorized audio amplifiers. J. Wirel. Inst. Austral. Bd. 25 (1957) Nr. 1, S. 2—3
- [5] Albrecht, H. J.: Transistors in speech equipment. QST Bd. 41 (1957) Nr. 9, S. 19—22
- [6] Albrecht, H. J.: Notes on the frequency stabilization of transistor oscillators. J. Wirel. Inst. Austral. Bd. 25 (1957) Nr. 3, S. 2—3
- [7] Albrecht, H. J.: A transistorized miniature transmitter. J. Wirel. Inst. Austral. Bd. 25 (1957) Nr. 3, S. 5, 11
- [8] Lennartz, H.: Eigenschaften und Anwendungen bariumtitanathaltiger Dielektriken. Funk u. Ton Bd. 8 (1954) S. 537—548
- [9] Albrecht, H. J.: A sensitive electronic tele-pyranometer with temperature-compensated capacitance bolometers. Geofis. pura e appl. Bd. 30 (1955) S. 93



A. KEIL und H. ARMBRUSTER

## Weichlote in der Elektrotechnik

DK 621.791.353:621.3

Weichlote haben in der Elektrotechnik grundsätzlich die Aufgabe, metallische Bauelemente dauerhaft miteinander zu kontaktieren, wobei die für den Lötvorgang notwendige Temperatur so niedrig liegen muß, daß irgendwelche Beschädigungen an den zu montierenden Fertigteilen vermieden werden. Die obere Grenze der Lotschmelzpunkte ist daher häufig durch die Wärmebeständigkeit nahe an die Lötstelle angrenzender Isolierstoffe, Kabelummhüllungen usw. gegeben, die untere Grenze durch die im Betrieb des fertigen Gerätes möglicherweise maximal auftretende Temperatur zuzüglich eines üblichen Sicherheitsbetrages. Weitere Anforderungen, die an die Lötverbindungen gestellt werden, betreffen ihre leichte Herstellbarkeit, ihre Festigkeit und ihr chemisches Verhalten besonders gegenüber Korrosionsangriffen.

Für die Herstellung solcher Lote stehen, nach steigenden Schmelztemperaturen geordnet, folgende Metalle zur Verfügung: Indium (FP 156°C), Zinn (FP 232°C), Wismut (FP 271°C), Kadmium (FP 321°C), Blei (FP 327°C) und Zink (FP 419°C). Durch Mischen dieser Metalle untereinander lassen sich nun eine Reihe von Legierungen herstellen, die sich durch exakt definierte Schmelzpunktminima auszeichnen (eutektische Punkte) und deren Kenntnis die Auswahl des für jeden Zweck passenden Lotes ermöglicht. Zu diesen Hauptlegierungsbestandteilen kommen noch gelegentlich einige Zusatzmetalle, wie Antimon, Kupfer, Silber oder Gold, die auch bei niedrigen prozentualen Anteilen bestimmte Eigenschaften des Lotes in gewissen Grenzen modifizieren können. Es soll im folgenden versucht werden, einen kurzen Überblick über das Gesamtgebiet der Weichlote zu geben, soweit diese für den praktischen Einsatz in der Elektrotechnik von Interesse sind. Für weitere Einzelheiten sei dabei auf das einschlägige Schrifttum verwiesen [1, 2].

### 1. Eigenschaften technisch üblicher Legierungssysteme

Im Bild 1 sind die durch Zusammentreten von zwei bis fünf Komponenten aus den obengenannten verschiedenen Metallen möglichen eutektischen Schmelzpunkttemperaturen zusammengestellt; das Gesamtgebiet umfaßt demnach Temperaturen von 304...47°C und bietet zahlreiche Möglichkeiten der Auswahl. In dieser Darstellung sind keine Konzentrationsangaben enthalten, da diese das Bild für die vorliegenden Zwecke unnötig komplizieren würden und leicht dem Schrifttum entnommen werden können [3, 4, 5]. Das Auftreten solcher Eutektika ist übrigens durchaus nicht grundsätzlich bei allen metallischen Systemen gegeben, sondern ein zufälliges, gemeinsames Kennzeichen der hier betrachteten Zustandsschaubilder, die in anderer Hinsicht auch durchaus nicht alle dem gleichen Typus angehören. Werden in den betreffenden Systemen außereutektische Zusammensetzungen gewählt, so haben die Legierungen keine definierten Schmelzpunkte mehr, sondern durchlaufen bei der Erstarrung ein Intervall mit teigigem Zustand. Die Solidustemperatur ist dabei im allgemeinen über relativ breite Konzentrationsbereiche mit der eutektischen Temperatur identisch, die Liquidustemperatur liegt hingegen mehr oder weniger weit über der letzteren. Derartige Legierungen bieten in der Handhabung als Lote gelegentlich Vorteile, da sie sich im teigigen Zustand auf der zu belötenden Fläche leichter mechanisch verteilen lassen. Zu beachten ist jedoch, daß die Temperaturbeständigkeit der Lötverbindung nur bis zum Soliduspunkt reicht.

Hinsichtlich der Anwendungsgebiete lassen sich innerhalb der aufgezählten Legierungen drei deutlich voneinander getrennte Gruppen feststellen.

#### 1.1 Normale Weichlote

Normale Weichlote im engeren Sinn sind die Legierungen mit Schmelzpunkten von 304...145°C. Unter ihnen hat die eutektische Blei-Silber-Legierung mit dem höchsten Schmelzpunkt die geringste Bedeutung; sie benetzt im flüssigen Zustand Metallflächen nur mäßig und ist auch wenig korrosionsbeständig. Das Blei-Silber-Eutektikum

liegt bei sehr hohem Bleigehalt (97,5%), und sein Schmelzpunkt ist nur um 23°C niedriger als der von reinem Blei. Der Grund, weswegen trotz dieser geringfügig erscheinenden Unterschiede reine Metalle keinerlei Bedeutung in der Löttechnik haben, liegt darin, daß Eutektika feinkörniger erstarren und daher mechanisch wesentlich günstigere Verbindungen ergeben als die ersteren.

Die Kadmium-Zinn-Lote (mitunter auch mit einigen Prozent Ag-Zusatz), die im Bild 1 an der Stelle *b* stehen, verdienen hingegen stärkere Beachtung. Sie sind praktisch die höchstschmelzenden Weichlote mit guten Benetzungseigenschaften und guter Korrosions-

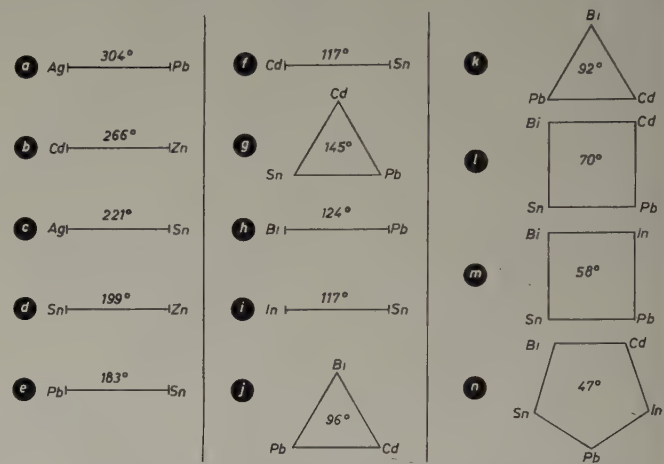


Bild 1. Eutektika üblicher Zweistoff- (a–f, h, i) und Mehrstofflegierungen (g, j–n) nach fallenden Schmelzpunkten geordnet (Zweistoffsysteme sind durch einen Strich, Mehrstoffsysteme durch entsprechende geometrische Figuren symbolisiert, die Zahlen bedeuten die jeweiligen Schmelzpunkte in °C)

beständigkeit, und auch die mit ihnen erreichbaren Festigkeitswerte liegen höher als bei allen anderen Legierungen. Vergleichsweise können mit ihnen im Zerreißversuch an überlappenden Lötverbindungen Scherfestigkeiten von rund 9 kg/mm<sup>2</sup> erreicht werden, gegenüber 6...7 kg/mm<sup>2</sup> bei Blei-Zinn-Loten. Ihre elektrische Leitfähigkeit liegt mit 12...13 m/Ωmm<sup>2</sup> gleichfalls höher als bei der Blei-Zinn-Gruppe (5...7 m/Ωmm<sup>2</sup>).

Zinn mit geringen Silberzusätzen (3,5% Ag, *c* im Bild 1) verdient dann Beachtung, wenn von dem Lot eine besondere Korrosionsbeständigkeit verlangt wird, es hat auch eine gute Leitfähigkeit (8,5 m/Ωmm<sup>2</sup>) und benetzt andere Metalle leicht. Seine Scherfestigkeit (3...4 kg/mm<sup>2</sup>) ist hingegen gering. Der Silberzusatz hat, genau wie beim Blei, eine kornfeinende Wirkung bei der Erstarrung, außerdem ist im flüssigen Zustand die Lösungstendenz für Silber geringer als bei reinem Zinn, eine Eigenschaft, die dann von Bedeutung ist, wenn an dünnen Silberschichten, wie beispielsweise an Belägen von Keramik Kondensatoren und Schwingquarzen, gelötet werden soll. Hierbei handelt es sich um das gleiche Prinzip, wie es für andere Weichlote beschrieben wurde [6], bei denen durch Einlegieren eines gewissen Kupfergehaltes die Angriffsgeschwindigkeit auf kupferne LötKolbenspitzen und zu lötende Kleinteile verzögert worden ist. Dieses Problem wird weiter unten noch mehrmals auftreten.

Die an der Stelle *d* stehenden Zinn-Zink-Legierungen haben wenig praktische Bedeutung und sollen hier nur beiläufig erwähnt werden. Das auf dem 5. Platz (*e*) folgende Blei-Zinn-System ist die Basis für alle üblichen, genormten „Lötzinn“-Sorten, denen meist noch andere Elemente, wie beispielsweise Antimon (nach DIN 1707), beigemischt sind. Für empfindliche Kleinteile, besonders mit dünnen Silberbelägen, wird die nahezu eutektische Zusammensetzung gewählt und der Legierung aus den obenerwähnten Gründen ein Zusatz von einigen Prozent Silber zugegeben.



Das System Sn-Cd hat wenig Anwendungsgebiete gefunden. Immerhin ist zu bemerken, daß die bleifreien oder bleiarnten Lote ganz allgemein Silber nur wenig angreifen. Sie übertreffen in dieser Hinsicht, auch wenn sie primär kein Silber enthalten, sogar die mit Silber vorlegierten Blei-Zinn-Lote der vorhergehenden Gruppe erheblich. Das gleiche gilt für die nachfolgenden Kadmium-Blei-Zinn-Dreistofflegierungen, die wegen ihres relativ niedrigen Schmelzpunktes sehr viel verwandt werden. Wenn der durch den niedrigen Schmelzpunkt gegebene Vorteil einer niedrigen Arbeitstemperatur auch wirklich ausgenützt wird, sind sie sogar für diese speziellen Zwecke am besten geeignet. Es muß in diesem Zusammenhang aber besonders darauf hingewiesen werden, daß die Lösungsgeschwindigkeit für Silber in erster Linie mit der Überhitzung der Lotschmelze zunimmt. Weiterhin gilt allerdings für die kadmiumhaltigen Lote auf der anderen Seite, daß sie im flüssigen Zustand leicht zur Oxydation neigen. Ihre Eignung für vakuumdichte Verlötlungen sowie für Tauchlötungen, bei denen das Lotbad über längere Zeiträume flüssig gehalten wird, ist daher begrenzt.

## 1.2 Niedrigschmelzende Legierungen

Von den im Bild 1 für tiefe Temperaturen folgenden Legierungen sollen zunächst diejenigen herausgegriffen werden, die Wismut enthalten, da sie sich durch gemeinsame Eigenschaften auszeichnen. Ihre Schmelzpunkte liegen im Bereich von 124...70°C, und zahlreiche Mischungsverhältnisse sind im Schrifttum als Rose-Legierung, Newton-, Lipowitz- und Wood-Metall bekannt, ohne daß allerdings diese Bezeichnungen einheitlich gebraucht würden. Man kann mit diesen Legierungen ebenfalls in begrenztem Umfange löten, sofern die zu verbindenden Flächen vorverzinnt werden und saure Flußmittel zur Verwendung kommen. Ihr Hauptanwendungsgebiet liegt jedoch bei den Schmelzsicherungen für Fernmeldeanlagen und ähnlichen Temperaturkontrollenrichtungen. Eine weitere bemerkenswerte Eigenschaft ist die Volumenkonstanz beim Übergang vom flüssigen in den festen Zustand, die man mit ihnen erreichen kann, wenn die Ausdehnung des Wismuts durch schrumpfende Legierungskomponenten gerade kompensiert wird. Für Verankerungen von Stanzwerkzeugen, formgetreue Modellabgüsse usw. ergeben sich hier wichtige Anwendungsmöglichkeiten.

## 1.3 Indiumhaltige Legierungen

Die letzte der zu besprechenden Gruppen umfaßt solche Legierungen, die Indium enthalten. Der Zusatz dieses allerdings sehr kostbaren Metalls erfolgt aus zwei verschiedenen Gründen. Zunächst ist das nahezu eutektische Zinn-Indium-Lot zu nennen, das eine gewisse Haftfähigkeit an Glas hat; es eignet sich dementsprechend beispielsweise für vakuumdichte Verschlüsse von Glasapparaturen. Die Glasflächen müssen zu diesem Zweck zuerst entfettet und auf Löttemperatur gebracht werden. Das Lot wird dann — ohne Flußmittel — auf die zu lötende Fläche leicht angerieben. Sollen Metallteile gleichzeitig damit verbunden werden, so müssen diese vorverzinnt sein. Ein weiterer Grund für die Wahl von Indium als Legierungszusatz liegt in der Tatsache, daß es damit gelingt, Werkstoffe mit extrem niedrigen Schmelzpunkten von beispielsweise 58°C oder 47°C herzustellen, die allerdings spröde sind und nur im Gußzustand geliefert werden können. Zwei derartige Beispiele sind im Bild 1 an letzter Stelle aufgeführt. Um hinsichtlich der Preisgestaltung von Indiumlegierungen einen ungefähren Anhaltspunkt zu geben, kann noch gesagt werden, daß die Preisrelation zwischen einem eutektischen Blei-Zinn-Lot, einem eutektischen Zinn-Silber-Lot und einem eutektischen Indium-Zinn-Lot sich derzeit wie 1 : 1,7 : 13 verhält.

Zu beachten ist bei allen Weichloten und niedrig schmelzenden Legierungen die Tatsache, daß diese nur geringe Festigkeiten, besonders unter Dauerlasten aufweisen. Diese Eigenschaft ist darum verständlich, weil sich Metalle so dicht unterhalb ihres Schmelzpunktes überhaupt nicht mehr kalt verfestigen lassen und mechanische Spannungen durch dauerndes Kriechen abbauen. Man muß sich hierbei gegenwärtig, daß sie sich bei Zimmertemperatur bereits in einem ähnlichen plastischen Zustand befinden, wie er für Eisen erst bei Weißglut erreicht wird. Während sich im Kurzzeit-Zerreißversuch bei überlappenden Lötverbindungen bei Weichloten Festigkeiten von 5...7 kg/mm<sup>2</sup> und bei Wismutlegierungen von 1...2 kg/mm<sup>2</sup> messen lassen, sollten daher Belastungen im Dauerbetrieb nur den zehnten Teil dieses Betrages ausmachen. Selbstverständlich ist es möglich, die in dieser Darstellung als untere Grenze angegebene Schmelz-

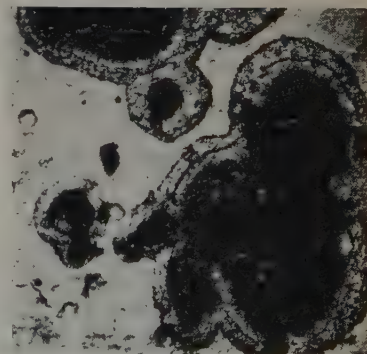
temperatur von 47°C noch zu unterschreiten. Da derartige Legierungen, die sich mit Hilfe der Metalle Gallium oder Quecksilber aufbauen lassen, jedoch in der Löttechnik keine Rolle spielen, können sie hier außer Betracht gelassen werden.

## 2. Flußmittel

Die Benetzung einer festen Metalloberfläche durch ein anderes flüssiges Metall wird dann wesentlich erleichtert, wenn die dabei miteinander in Berührung kommenden Komponenten sich grundsätzlich miteinander legieren lassen [7]. Gegenüber einer rein örtlichen Haftung durch Adhäsion bewirkt nämlich eine Reaktion zwischen den Atomen des festen Körpers und denen der Lotschmelze durch Bildung einer intermetallischen Phase oder durch Diffusionsvorgänge einen wesentlich gleichmäßigeren Kontakt, wobei gleichzeitig die Grenzfläche die Tendenz hat, sich zu vergrößern. In allen Fällen wird eine solche erwünschte Grenzflächenreaktion jedoch erst dann möglich, wenn die sich berührenden Oberflächen metallisch rein sind. Diese letztere Voraussetzung wird durch das Flußmittel erfüllt. Es handelt sich bei solchen Stoffen um oxydlösende, also chemisch aktive Lösungen oder Pasten, deren Wirkungsbereich auf den Schmelzpunkt des Lotes abgestimmt sein muß. Für Lötungen an Edelmetallen und reinem Kupfer werden hauptsächlich Lösungen von Harzen — wie Kolophonium — in organischen Lösungsmitteln verwendet, deren großer Vorteil darin besteht, daß Harzrückstände an den Lötstellen nicht korrodierend wirken und auch nicht hygroskopisch sind und daher im allgemeinen nicht entfernt werden müssen. Eine Ausnahme machen hierbei allerdings Bauteile, die nachträglich mit Einbrennlacken überzogen werden sollen oder im Betrieb Temperaturen ausgesetzt werden, die über dem Schmelzpunkt des betreffenden Harzes liegen.

Zu erwähnen sind in diesem Zusammenhang auch die Tauchlötungen bei den gedruckten Schaltungen, also im Prinzip an örtlich mit Kupferfolien kaschierten Kunststoffplatten. Diese Folienoberflächen werden meist direkt mit Schutzlacken (etwa auf der Basis von Polyurethanharzen) überzogen, die beim Eintauchen in das Lotbad gleich als Flußmittel dienen. Ist die Aufgabe gestellt, an Kupferlegierungen (wie Messing oder Bronze) oder anderen Unedelmetallen eine Weichlötung durchzuführen, so muß man zu chemisch aktiveren Stoffen greifen. Die größte Verbreitung haben hier Lösungen oder Suspensionen anorganischer Chloride, zum Beispiel von Zink, gegebenenfalls vermischt mit Ammoniumchlorid, gefunden, bei denen jedoch zu bedenken ist, daß ihre Rückstände hygroskopisch sind und daher sorgfältig von der Lötstelle entfernt werden müssen. Etwas günstiger verhalten sich in dieser Hinsicht Lösungen organischer Verbindungen, wie etwa von Harnstoff oder Milchsäure oder Chlorionenträgern (beispielsweise von Chloriden aromatischer Amide), aus denen oft angeblich vollständig korrosionssichere Lötmittel aufgebaut wer-

Bild 2. Bei goldhaltigen Zinnloten tritt oberhalb 350°C auch ohne Flußmittel eine Benetzung von Silberoberflächen ein. (Aufnahme mit einem Hochtemperatur-Mikroskop von E. Leitz, Wetzlar, V = 100. Die Silberoberfläche ist hell, die Lottropfen sind schwarz, die beginnende Benetzung der Silberoberfläche zeigt sich durch hellere Säume um die Tropfen an)



den. Diese Angabe trifft zu, sofern das gesamte Flußmittel beim Lötvorgang auf eine Temperatur gebracht wird, die seine restlose Zersetzung bewirkt, eine Möglichkeit, die bei anorganischen Chloriden zweifellos nicht gegeben ist. Im unzersetzten Zustand wirken jedoch praktisch alle derartigen Flußmittel ebenfalls stark korrodierend.

Zu bemerken ist noch, daß Lötungen an allen Wismutlegierungen die Anwendung saurer Flußmittel erfordern (gegebenenfalls sogar mit einem Restgehalt an freier Salzsäure) und daß die zu verlötenden Flächen vorverzinnt werden sollten. Die Besonderheit der Lötung an Glas mit Indiumlot ist bereits weiter oben erwähnt worden.



Beim Löten an Edelmetallen, die sich nach den allgemeinen Anschauungen leicht auch mit den mildesten Flußmitteln wirkungsvoll behandeln lassen, sind zwei Besonderheiten zu beachten. Das Platin und die übrigen Platinmetalle (besonders Rhodium) werden von Weichloten schlecht benetzt. Abhilfe schafft hier eine hauchdünne Vergoldung der betreffenden Bauteile. Silber kann unter Umständen beim längeren Lagern durch Einwirkung einer schwefelhaltigen Atmosphäre dunkel anlaufen. Solche Schichten aus  $\text{Ag}_2\text{S}$  sind ebenfalls schlecht lötfähig. Eine Hauchvergoldung solcher Bauteile stellt hier einen zweckmäßigen und preiswerten Anlaufschutz dar, der die gute Lötfähigkeit über lange Zeiträume erhält [8].

Zum Schluß ist noch zu erwähnen, daß an Silber und Gold auch ganz ohne Flußmittel gelötet werden kann, sofern goldhaltige Zinnlegierungen verwendet werden [9] und die Löttemperatur ziemlich hoch gewählt wird (oberhalb  $350^\circ\text{C}$ ). Betrachtet man einen solchen Lötvorgang unter einem Hochtemperatur-Mikroskop (Bild 2), so sieht man, daß oberhalb der genannten kritischen Temperatur aus dem flüssigen Lottropfen plötzlich feine Säume einer dünnflüssigen Phase auszutreten beginnen, die schließlich eine vollständig gleichmäßige

Benetzung der Metalloberfläche bewirkt. Derartige Beobachtungen haben bisher zwar nur begrenzt zu praktischen Anwendungen geführt, dürften aber zweifellos bei der Lösung mancher technischer Probleme mithelfen können.

#### Schrifttum

- [1] • Linde, R. V.: Das Löten. Berlin 1954, Springer
- [2] • Thews, R. E.: Weichlote. Berlin-Grünwald 1953, Metall-Verl.
- [3] Keil, A.: Legierungen mit extrem niedrigen Schmelzpunkten. Metall Bd. 8 (1954) S. 515—518
- [4] Keil, A.: Weichlote für Sonderzwecke. Metall Bd. 9 (1955) S. 689—692
- [5] Spengler, H.: Niedrigschmelzende Metalle und Legierungen. Metall Bd. 9 (1955) S. 682—685
- [6] Künzler, H., u. Bohren, H.: Untersuchungen an Feinlötstellen. Techn. Mitt. PTT Bd. 32 (1954) S. 329—351
- [7] Keil, A.: Über die Benetzungsfähigkeit von Loten. Z. f. Metallkunde Bd. 47 (1956) S. 491—493
- [8] Keil, A.: Die Erhaltung der Lötfähigkeit versilberter Teile bei der Lagerung. Metalloberfläche Bd. 11 (1957) S. 334—335
- [9] D. B. P. angem.

(eingegangen am 25. April 1957)

## Internationaler Kongreß mit Ausstellung für Meßtechnik und Automatik

DK (621.317 + 621-523.8) : 061.3/.4

### INTERKAMA 57

Die am 10. November 1957 beendete INTERKAMA hat nach allgemeiner Ansicht die in sie gesetzten Erwartungen nicht nur erfüllt, sondern sogar übertroffen. Dieses so überaus positive Urteil wiegt um so mehr, als es von Fachleuten und Spezialisten auf dem Gebiet Messen—Steuern—Regeln gefällt wurde. Mit über 80 000 Besuchern aus 65 Ländern und mit etwa 150 ausstellenden ausländischen Firmen aus 12 Ländern neben 180 deutschen Firmen hatte die INTERKAMA wahrhaft internationalen Charakter. Das ernste Fachgespräch dominierte. Der Kongreß und die Instrumentenkurse gaben Gelegenheit zur persönlichen Aussprache und Information. Die Ausstellung demonstrierte in bisher in Deutschland noch nie erlebter Vollständigkeit den Stand der Technik und ihre Möglichkeiten. Dankenswerterweise hatten einige Großfirmen es übernommen, die Arbeitsweise ihrer Geräte und Anlagen an zahlreichen gut ausgewählten Demonstrationsmodellen zu zeigen, so daß allein diese Stände schon fast eine sehenswerte Sonderschau waren, die dem Fachmann detaillierte Anregungen gab, dem technischen Nachwuchs aber die große Bedeutung dieses Zweiges der Ingenieurwissenschaften für die Gegenwart und noch mehr für die Zukunft nachdrücklich vor Augen führte.

Alles in allem kann gesagt werden: Die INTERKAMA war ein solcher Erfolg, daß es wünschenswert scheint, Ausstellungen dieser Art und dieses Niveaus in regelmäßigen Abständen zu wiederholen. Man sollte sogar ernsthafte Überlegungen anstellen, ob es nicht zweckmäßig ist, das hier in Düsseldorf gezeigte Gebiet aus dem oft zu großen Trubel anderer Messen herauszulösen und auf einer Fachschau den wirklichen Interessenten zugänglich zu machen.

Nachfolgend geben wir einen ersten Bericht mit technischen Einzelheiten über einige auf der INTERKAMA gezeigte Geräte und Anlagen.

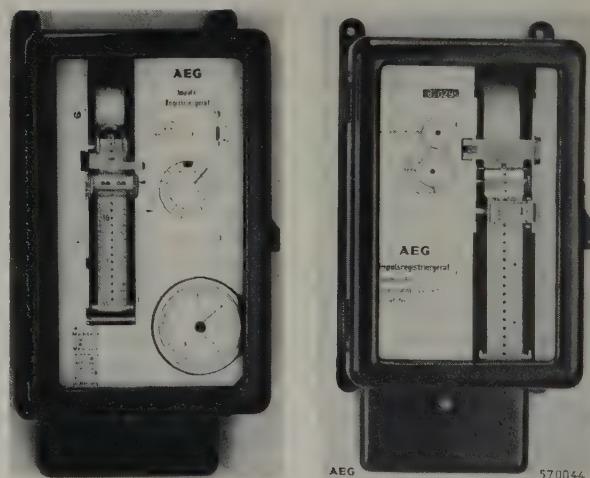
#### Impulsregistriertechnik

In vielen Fällen genügt es nicht, den augenblicklichen Zustand und die Tendenz interessierender Vorgänge zu ermitteln, sondern die Meßwerte müssen nach bestimmten statistischen Meßmethoden so geordnet werden, daß sie die benötigten Informationen liefern. Meßwerte liegen im allgemeinen als aneinandergereihe Augenblickswerte auf langen Registrierstreifen oder als Mittelwerte von Zählerablesungen in Tabellen vor. Die Mittelwerte aus diesen Angaben müssen zu den aus der Statistik bekannten Darstellungen geordnet werden. Die Anfertigung derartiger Darstellungen von Hand ist wegen des großen Zeitaufwandes mit hohen Kosten verbunden; außerdem können leicht erhebliche Fehler auftreten, die die Gültigkeit der gewonnenen Informationen in Frage stellen. Nur ein automatisches Auswertverfahren vermeidet diese Nachteile.

Nach zwei von Ferrari in den letzten Jahren angegebenen Verfahren hat die Allgemeine Elektrizitäts-Gesellschaft (AEG) Geräte entwickelt, die Diagramme liefern, die für die maschinelle Auswertung besonders geeignet sind.

Beim Reziprokverfahren (R-Verfahren) ist als Registriergröße die Festmenge gewählt. Sie wird durch einen am Zählwerk eines Zählers angebrachten Kontakt bestimmt, der die vom Zähler erfaßte Menge in stets gleich große Teile aufteilt. Der vom Meßwertgeber kommende Festmengenimpuls betätigt im Registriergerät eine elektromagnetische Stanze, die einen zeitproportional vorwärts bewegten, 2 cm breiten und mit Zeitauddruck versehenen Registrierstreifen locht. Die Lochabstände geben an, wieviel Zeit für eine Festmenge benötigt wurde; sie sind also ein Maß für den Mittelwert der Meßgrößenintensität über diese Zeit. Der Lochabstand ist umgekehrt proportional der Meßgrößenintensität. Da die Lochmarkie-

rungen auf dem Registrierstreifen in einer Reihe in Richtung des Papiervorschlubes liegen, ist einfache maschinelle Auswertung möglich. Lochmarkierungen, die sich auf dem Registrierstreifenabschnitt einer Stunde befinden, kann man beispielsweise in einem Auswertgerät maschinell auf Zählwerken speichern, die den Tagesstunden entsprechen. Außerdem können die Lochabstände maschinell ausgemessen und in Klassen (Intensitätsbereiche) auf Zählwerken sortiert werden. Die Registriergeräte sind mit vier Lochstanzen ausgestattet, so daß vier voneinander unabhängige Meßgrößen auf dem 2 cm breiten Streifen registriert werden. Meßwertgeber, Registrier- und Auswertgerät sind getrennte Einheiten, von denen der Meßwertgeber im allgemeinen nur für eine bestimmte Meßgröße geeignet ist, während die beiden anderen universell verwendbar sind.



Links: Registriergerät für das Reziprokverfahren. Rechts: Registriergerät für das Proportionalverfahren (AEG)

Beim Proportionalverfahren (P-Verfahren) wird ein 2 cm breiter Registrierstreifen ohne Zeitaufdruck proportional der Intensität einer zählbaren Meßgröße vorwärts bewegt und mit Hilfe einer durch einen Zeitgeber gesteuerten Stanze in festen Meßperioden in den Streifen ein Loch gestanzt. Die Lochabstände sind also proportional der Anzahl von Meßgrößeneinheiten in der Meßperiode, und aus dem Lochabstand läßt sich somit die ihm proportionale mittlere Intensität der Meßgröße über die Meßperiode ermitteln. Da die Lochmarkierungen bei diesem Verfahren ebenso wie beim R-Verfahren in einer Reihe in Richtung des Papiervorschlubes liegen, ist auch hier einfache maschinelle Auswertung möglich. Die maschinell ausgemessenen Lochabstände werden auf Zählwerken so geordnet, daß nach deren Angaben die gewünschten Darstellungen gezeichnet werden können. Darüber hinaus lassen sich Mittelwerte gleicher, zeitlich zusammengehörender Meßperioden mehrerer Meßstellen summie-





Auswertgerät „AK“ (AEG) in Tischform für das R- und das P-Verfahren

Als Auswertgeräte stehen das kleine Auswertgerät „AK“ und der Auswerttisch „APR“ oder „ATP“ zur Verfügung. Ersteres soll dort verwendet werden, wo nur wenige Registrierstreifen anfallen. Die Auswertzeit ist nur etwa  $\frac{1}{14}$  der bei Handauswertung benötigten Zeit. Der Auswerttisch ist wirtschaftlich, wenn eine größere Anzahl von Registrierstreifen in gleicher Form auszuwerten ist. Gegenüber der Handauswertung benötigt man hier nur etwa  $\frac{1}{100}$  der Zeit.

### Regelmodell

Die steigenden Anforderungen an die Betriebseigenschaften geregelter Anlagen verlangen eine weitgehende Abstimmung der regelungstechnischen Baugruppen schon im Stadium der Projektierung. Das Siemens-Regelmodell ist für solche Projektierungsarbeiten ein wertvolles Rechengerät, das sich in seinem Aufbau an die Darstellung des Regelkreises durch ein Blockschema anlehnt. Es unterscheidet sich von anderen Analogrechnern unter anderem dadurch, daß seine Anwendungsmöglichkeiten bewußt auf die Lösung regelungstechnischer Probleme beschränkt wurden, so daß außer der Aufstellung des Blockschemas keine Programmierungsarbeit notwendig ist. Eine Reihe gleichartiger Baueinheiten gestattet das Nachbilden des statischen und des dynamischen Verhaltens der Regelkreislöser. Jede Einheit enthält einen symmetrischen Transistorverstärker sowie Widerstände und Kapazitäten, die über Stufenschalter in zwei Dekaden einstellbar sind. Diese Verstärker sind zweistufige Gleichstromverstärker und können zu beliebig vielen Einheiten galvanisch gekoppelt zusammenarbeiten. Um die beim Einsatz des Verstärkers in Regelungsschaltungen notwendige gute Konstanz des Arbeitspunktes für die erforderliche hohe statische Genauigkeit zu erreichen, arbeitet die Vorstufe im Gegentakt. Die Endstufe ist ebenfalls als Gegentaktstufe mit zwei Ausgängen ausgebildet und ermöglicht sowohl Mitkopplung als auch Gegenkopplung. Der Innenwiderstand des Verstärkers ist ausgangsseitig  $20\text{ k}\Omega$ , eingangsseitig je nach Betriebsweise  $2...4\text{ k}\Omega$ . Schwankungen der Versorgungsspannung bleiben praktisch ohne Einfluß auf den Arbeitspunkt. Wegen der außerordentlich geringen Leistungsaufnahme von nur  $0,6\text{ W}$  war es möglich, bei kleinsten Abmessungen den Verstärker steckbar auszuführen. Die Transistoren sind in einem Metallblock eingebaut, der das Temperaturgefälle zur umgebenden Luft auf etwa  $2^\circ\text{C}$  verringert.

Der im Verstärker enthaltene Widerstandsschalter dient zum Einstellen einer Verstärkungsgröße  $V$ , der Kapazitätsschalter zum Einstellen einer Zeitgröße  $T$ . Die Anschlüsse dieser Elemente sind auf ein Steckfeld an der Frontplatte geführt, dessen Stecker zum Herstellen verschiedener Schaltungen in geeigneter Weise untereinander verbunden werden müssen. Dazu dient der Funktionsstecker, der als Gegenstück zum Steckfeld die notwendigen Verbindungen und gegebenenfalls auch Widerstände, Gleichrichter usw. enthält. Je nach gewähltem Funktionsstecker ist es daher möglich, mit der Regelmodell-Einheit wahlweise die verschiedensten Übergangsfunktionen nachzubilden, zum Beispiel Trägheit, Integrator, IP-Regler, Nachgeglied, PD-Regler, Sättigung, Gleichrichter, Zweipunktreger, Dreipunktreger, Rechteckgenerator.

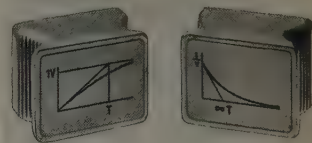
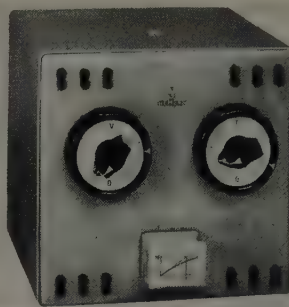


Regelmodell der Siemens-Schuckertwerke

ren und der größte Mittelwert einer Registrierperiode ermitteln. Das Registriergerät kann nur eine Meßgröße aufnehmen. Die Intensität Null ist durch einen Grundvorschub von  $2,5\text{ mm}$  je Meßperiode kenntlich gemacht, den das Auswertgerät berücksichtigt. Der Registrierstreifen wird nicht kontinuierlich, sondern schrittweise vorwärts bewegt. Am Zählwerk des Meßwertgebers ist ein Kontakt angebracht, der die vom Zähler erfaßte Menge in stets gleich große Teile (Festmengen) aufteilt. Die bei der Kontaktgabe entstehenden Impulse steuern den Schrittmotor im Registriergerät und damit den Streifenvorschub. Gleichzeitig werden die Impulse zur Kontrolle auf einem Zählwerk gespeichert. Der Wert dieses Registrierverfahrens liegt darin, daß es Mittelwerte der Intensität über gleiche Meßperioden bildet.

Die Eingänge befinden sich links unten und rechts oben, die Ausgänge links oben und rechts unten. Sie sind wegen der Symmetrie der Schaltung zweipolig ausgeführt und so angeordnet, daß sich auch bei Rückführungen im allgemeinen nur kurze Drahtverbindungen ergeben.

Zum Arbeiten werden nach Aufstellen des Blockschemas für die einzelnen regelungstechnischen Gruppen Regelmodell-Einheiten in gleicher Anzahl und im allgemeinen auch in gleicher Anordnung bereitgestellt, diesen durch Funktionsstecker das vorgeschriebene Verhalten gegeben und die Kennwerte eingestellt. Die Verbindungen werden entsprechend den im Blockschema bezeichneten Wirkungspfaden hergestellt. Ein Zusatzgerät liefert Spannungen, die von einem einstellbaren Niveau in einstellbarer



Links: Regelmodelleinheit „Trägheit“ ( $v = 3,7$ ;  $T = 550\text{ ms}$ ). Oben: Funktionsstecker „Trägheit“ und „Nachgeglied“ der Regelmodell-Einheiten (Siemens)

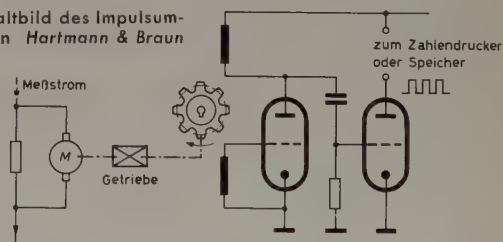
Größe zu- und abschaltbar sind und dazu dienen, Sollwertänderungen oder Störgrößen innerhalb des Regelkreises entweder direkt oder dynamisch verformt durch eine Regelmodell-Einheit mit geeignetem Funktionsstecker nachzubilden. Zur Anzeige der zeitlichen Vorgänge dient im allgemeinen ein Schnellschreiber, der die zeitlich veränderliche Größe auf Wachspapier aufzeichnet; zum Markieren des Beginns eines Vorgangs läßt sich ein kleiner Impuls zuschalten. Bei Verwendung einer Regelmodell-Einheit als Rechteckgenerator können periodisch wiederkehrende Störungen auf die Regelstrecke gegeben und die Vorgänge auf einem Oszillografen mit passender Nachleuchtdauer als stehendes Bild betrachtet werden.

### CMR-System zum Fernmessen beliebiger Meßgrößen

Dieses von Hartmann & Braun und Günther & Tegetmeyer entwickelte Fernmeßsystem ist seinem Prinzip nach ein Impulshäufigkeitsverfahren. Die als Gebergeräte benutzten Meßumformer (Transmitter) sind überwiegend Kompensations-Meßumformer, die bei einem Außenwiderstand von  $0...5000\text{ }\Omega$  einheitlich  $0...20\text{ mA}$  Gleichstrom abgeben. Da es sich um ein System mit aufgeprägten Ausgangsströmen handelt, entfällt der sonst notwendige Leistungsabgleich, und es lassen sich zum Beispiel bei Fernmeßaufgaben fast beliebige Entfernungen überbrücken. Außerdem lassen sich mit diesem Stromsystem bei explosionsgefährdeten Anlagen eigensichere Stromkreise ohne Verwendung druckfester Kapseln aufbauen.

Die Meßwertwandler können beispielsweise nach dem Prinzip der Drehmomentkompensation arbeiten, bei dem sich durch magnetische Wirkung des vom Verstärker gelieferten Stromes ein „Waagebalken“ so einstellt, daß die Drehmomente auf beiden Seiten gleich sind. Mit Hilfe eines zweiten Waagebalkens, der als „Rechenbalken“ geschaltet ist, läßt sich

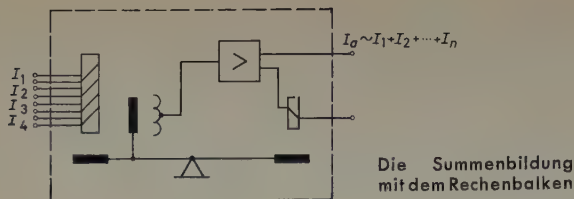
Prinzipschaltbild des Impulsumsetzers von Hartmann & Braun



für Durchflußmessungen außerdem eine strenge Druck- und Temperaturkorrektur über beliebige Bereiche durchführen. Andere Meßwertwandler, die beispielsweise Spannungen in entsprechende Ströme umwandeln, arbeiten nach dem Prinzip des HF-Kompensators. Mit diesem Einheits-system lassen sich durch besondere Schaltungen auch einfache Rechenoperationen durchführen. Zur Summenbildung verwendet man beispielsweise eine feste Spule mit mehreren Windungen, für die Verhältnissbildung einen elektronischen Potentiometerschreiber oder -anzeiger. Soll bei stark schwankenden Meßwerten der algebraische Mittelwert gebildet werden, dann bedient man sich einer motorischen Nachlaufeinrichtung mit zeitverzögernden Getriebe, wobei sich je nach Wahl des Übersetzungsverhältnisses Zeitkonstanten bis zu 2 Stunden ergeben.

Um die zeitraubenden und möglicherweise auch fehlerhaften Eintragungen der Registrierwerte von Mengen oder anderer über die Zeit integrierter Momentanwerte in vorgedruckte Tabellen zu vermeiden, läßt sich das Kompensations-Strom-Verfahren durch den Impulsumsetzer mit nachgeschaltetem Zählendrucker erweitern. Der Impulsumsetzer arbeitet wie folgt: Der vom Geber gelieferte Meßstrom erzeugt an einem Shunt einen Spannungsabfall, der einem Meßmotor zugeführt wird, dessen Drehzahl der angelegten Spannung streng proportional ist. Eine auf der Motorachse sitzende Schlitzscheibe unterbricht fortlaufend die Schwingungen eines HF-Oszillators, so daß an dessen Ausgang eine Impulsfrequenz entsteht,





die proportional dem Eingangsstrom am Meßmotor ist. Bei Temperaturschwankungen von  $\pm 10^\circ\text{C}$  ist die Fehlergrenze kleiner als  $\pm 0,5\%$ ; der Linearitätsfehler ist praktisch zu vernachlässigen.

Der Ausgang des Impulssetzers ist so ausgebildet, daß es ohne Zwischenschaltung von Kontakteinrichtungen möglich ist, die Zahlenrollen des Druckers zu bewegen. Es genügt also, den in großen Zeitabständen erfolgenden Abdruck der Zahlen auf dem Papierstreifen durch ein von einer Schaltuhr gesteuertes Relais ausführen zu lassen. Ein zweiter Ausgang am Impulssetzer gestattet es, nach Impulsfrequenz-Vervielfachung einen elektronischen Zähler zu benutzen, der die „Momentanwerte“, das heißt Integralwerte über kurze Zeiten, auf Handabfrage anzeigt. Hierfür läßt sich auch ein direktanzeigendes Drehspulgerät entsprechender Zeitkonstante benutzen. Ebenso ist es möglich, eine Lochkarte oder einen Lochstreifen herzustellen. Sollen außer den Mengenwerten auch Momentanwerte digital registriert werden, dann benutzt man statt des erwähnten Zahlendruckers eine elektrische Schreibmaschine, die entweder über einen elektronischen Zähler mit entsprechendem Adapter im Ausgang oder über einen mechanisch arbeitenden Kodierer angesteuert wird. Datum, Uhrzeit und Meßstelle werden unabhängig davon so wie beim Zahlendrucker mitgeschrieben; die maximale Schreibgeschwindigkeit ist 10 Zeichen je Sekunde.

### Neue Dezimal-Zähleinheiten für Aufgaben der Automatisierung

Bei der Automatisierung von Fertigungsabläufen treten häufig Aufgaben auf, die mit einer Zählung und dem nachfolgenden Auslösen eines Vorganges im Zusammenhang stehen. Unter der Serienbezeichnung „88930“ stellt die Valvo GmbH jetzt für diesen Zweck eine Reihe steckbarer Dezimal-Zähleinheiten mit gedruckter Verdrahtung zur Verfügung, die als aktive Elemente ausschließlich Kaltkathodenröhren und Transistoren enthalten und dadurch besonders betriebssicher sind.

Die meisten Zählprobleme treten in Verbindung mit maschinellen Produktionseinrichtungen auf. Weil diese aber mit einer gewissen Trägheit arbeiten, muß die Anlage je nach Art der Produktionsmaschine eine mehr oder weniger große Zeitspanne vor Erreichen der zu produzierenden Stückzahl abgeschaltet werden. Bei den bisher benutzten einfachen Zähleinheiten endet der Zählvorgang bei der eingestellten Zahl mit dem Zeitpunkt des Abschaltens. Die bis zum Stillstand der Anlage noch produzierte Stückzahl muß in einem solchen Fall empirisch ermittelt werden. Durch die Aufnahme von zwei Steuerprogrammen in die mit den neuen Valvo-Einheiten aufgebaute Zählkette ist es möglich, mit dem ersten Programm eine Bremsung einzuleiten und nachfolgend mit dem zweiten Programm die Endzahl zu markieren. Durch Zuschalten von Zusatz-Programmeinheiten, die eine Anzahl von Befehlen während eines Impulszuges erzeugen, lassen sich auch mehr als zwei Programme ausführen.

Das neue Programm umfaßt unter anderem folgende Typen: Die Anschlußeinheit „88930/11c“ erzeugt die Impulsform zum Steuern der Einer-Dekade und enthält zusätzlich die Markierungselemente in doppelter Ausführung für die Vorwahl sowie die Steuertriggen zum Betätigen der Relais. Die Anschlußeinheit „88930/11“ ist wie die vorgenannte Einheit aufgebaut, jedoch ohne die Steuerelemente für Relais. Der Impulsformer „88930/11/01“ ist mit Transistoren bestückt und wandelt einen Gleichspannungspegel in Impulse zum Steuern von Kaltkathodenröhren oder Ringzählern um. Zum Markieren der höchsten Potenz des Vorwahlringes liefert die Markierungseinheit „88930/11/03“ die notwendige Spannungspegel. Die Vorwahlzähleinheit „88930/12“ enthält die Zähldekaden sowie zwei Schalter mit ihren Markierungselementen für die beiden Programme. Die Zahlen sind von 0...9 vorwählbar. Die Vorwahlzähleinheit „88930/12/08“ entspricht der vorigen Einheit, wird jedoch ohne Gehäuse und Schalter sowie ohne Markierungselemente geliefert. In die Programmeinheit „88930/13“ zum Steuern von Zusatzprogrammen sind zwei Wählschalter mit den zugehörigen Markierungselementen eingebaut. Die Erregung erfolgt mit Hilfe der Zählkette der Einheit „88930/12“. Um vier Zusatzprogramme erweitert die Vierfach-Programmeinheit „88930/134“ die Programmzahl und enthält vier Schalter mit den notwendigen Markierungselementen. Zum Abschluß der Zusatzprogramme dienen die Programm-Abschlußeinheiten „88930/14“ und „88930/14c“, die die gleichen Elemente wie die Einheiten „88930/11“ und „88930/11c“, jedoch ohne Impulsformer, enthalten. Die Rückstell-einheit „88930/17“ ist zur elektrischen Nullstellung der Einheiten bestimmt und kann durch das letzte Programm ausgelöst werden. Die Triggereinheit „88930/18/09“ bildet den Übergang von den hoch-



Vorwahlzähleinheit „88930/12“ von Valvo für zwei Programme

ohmigen Kaltkathodenkreisen zum niederohmigen Relais. Der aus Normelementen aufgebaute Impulsuntersetzer „88930/20“ schließlich dient zum festen Untersetzen einer Impulsreihe.

### Kreisabgleichgerät „AGF 701“

Bei der Rationalisierung spielen auch die Prüf- und Kontrollkosten eine erhebliche Rolle, da sie bei hochwertigen Erzeugnissen bis zu 20 % der Herstellungskosten ausmachen. Auch im Bereich der Hochfrequenztechnik, speziell in der kommerziellen Nachrichtentechnik, liegt es deshalb im Zuge der Entwicklung, Prüfungsvorgänge weitgehend zu automatisieren und das Ergebnis der Prüfung statt durch ein Instrumenten abgelesene Skalenwerte durch eindeutige Ja-Nein-Anzeige zu ersetzen. Der genaue Abgleich hochwertiger Filterkreise ist mit dem von Telefunken entwickel-



Kreisabgleichgerät „AGF 701“ (Telefunken)

ten Kreisabgleichgerät „AGF 701“ nunmehr auch angelernten Kräften selbst dann möglich, wenn es sich um Resonanzeinstellungen mit einer Genauigkeit bis zu etwa  $10^{-5}$  handelt. Darüber hinaus besteht die Möglichkeit, dieses Kreisabgleichgerät auch für halb- und vollautomatische Abgleicheinrichtungen einzusetzen.

Der Abgleich des Prüflings erfolgt durch Vergleichsmessung mit einem Betriebsnormal, das zweckmäßigerweise in Aufbau, Anordnung und Dimensionierung mit dem Prüfling identisch ist. Beide Kreise werden an zwei Parallelkreis-Anregungsgeneratoren angeschlossen und schwingen in ihren Eigenfrequenzen  $f_N$  und  $f_P$ . Diese Frequenzen werden gemischt und die Differenzfrequenz  $\Delta f = f_N - f_P$  oder  $f_P - f_N$  durch einen Tiefpaß ausgesiebt. Die Differenzfrequenz  $\Delta f$  wird auf eine Frequenzmesserschaltung gegeben und durch das Lichtmarkensteuergerät „ABE 710“ angezeigt. Es enthält einen verschiebbaren Photokontakt (Photodioden), der beim Überlaufen der Lichtmarke, entsprechend der vorgewählten Differenzfrequenz, ein Relais betätigt. Ferner wird die Differenzfrequenz auf einen frequenzabhängigen Verstärker gegeben und über den eingebauten Lautsprecher akustisch wiedergegeben. Gleichzeitig leuchtet ein auf der Vorderfront des Gerätes angebrachtes Transparent „Abgleich“ mit einer vom Abgleichzustand abhängigen Helligkeit auf. Bei Erreichen oder Unterschreiten der gewünschten Abgleich-Differenzfrequenz leuchtet eine über das vom Lichtmarkensteuergerät erregte Relais eingeschaltete zweite Glühlampe „beendet“ auf und zeigt so eindeutig optisch den beendeten Abgleich an. Durch Vergleich der Regelspannungen der beiden Anregungsgeneratoren läßt sich ferner an dem eingebauten Instrument die ungefähre Gütedifferenz ablesen. Die erregten Kreisfrequenzen lassen sich zur Kontrolle auf Wunsch mit einem zusätzlichen elektronischen Zählgerät direkt messen.

Der Anregungsbereich der Generatoren umfaßt den Bereich 3 kHz...1 MHz, die Differenzfrequenzmessung in acht Teilbereichen den Bereich 10 Hz bis 10 kHz. Die absolute Kreisabgleichgenauigkeit nach Eichung des Differenzfrequenzmessers ist, abhängig vom Normalkreis, max.  $10^{-5}$ .

### Drehzahlmessung mit elektronischem Drehzahlmesser und Kompensator

Der elektronische Drehzahlmesser der Elektro Spezial GmbH nutzt die Vorteile des Komparators auch für die Drehzahlmessung aus: hohe Genauigkeit, große Einstellkraft des Schreibsystems, Unempfindlichkeit gegenüber Erschütterungen, Anschlußmöglichkeit von Folgegeräten und Regelgliedern. Die vom mit der Welle verbundenen Geber gelieferte und der Drehzahl frequenzproportionale Wechselspannung wird im elektronischen Drehzahlmesser in eine Gleichspannung umgeformt, die der Drehzahl proportional ist und von einem Kompensator gemessen wird, dessen Skala direkt in U/min geeicht ist. Die Wechselspannung wird dem aus  $Rö 1a$  und  $Rö 1b$  bestehenden Schmitt-Trigger zugeführt, wobei im Ruhezustand  $Rö 1a$  Strom führt und  $Rö 1b$  gesperrt ist. Dieser Zustand wird mittels  $R 1$ ,  $R 2$  eingestellt. Tritt an  $R 2$  ein negativer, vom Drehzahlgeber gelieferter Impuls auf, dann kippt die Anordnung um, und dieser Zustand dauert so lange, bis beim Erreichen eines gewissen Wertes der Spannung am Gitter von  $Rö 1a$  der Schmitt-Trigger wieder in die Ausgangslage zurückkehrt. An der Anode von  $Rö 1b$  entsteht ein positiver Rechteckimpuls mit sehr steilen Flanken, der durch elektrische Differentiation in dem nachfolgenden RC-Glied in je einen positiven und einen negativen Impuls von äußerst kurzer Dauer umgewandelt wird. Die Gleichrichterschaltung  $D 1$ ,  $D 2$  schneidet die positiven Impulse ab; die negativen dienen zur Triggerung der eigentlichen Drehzahlmeßschaltung. Durch



Drehzahlverhältnisse von 1:10 lassen sich ohne Umschalten messen; bei größeren Bereichen müssen die Koppelkondensatoren des monostabilen Multivibrators umgeschaltet werden. Die elektronischen Frequenzmesser „PT 1411“ und „PT 1412“ arbeiten im Frequenzbereich 5...200 Hz und benötigen mindestens 300 mVeff Triggerspannung. Für den Kompensator stehen bei 200 Hz 50 mV an 600  $\Omega$ , für ein Drehspulinstrument etwa 100 mV an 100  $\Omega$  zur Verfügung. Die Abweichung von der Linearität im Bereich 5...200 Hz ist  $\leq 0,1\%$ . Bei Netzspannungsschwankungen von



← Ansicht des elektro-  
nischen Frequenz-  
messers „PT 1412“

## Transistorschaltungen für die Regelungstechnik und die industrielle Elektronik

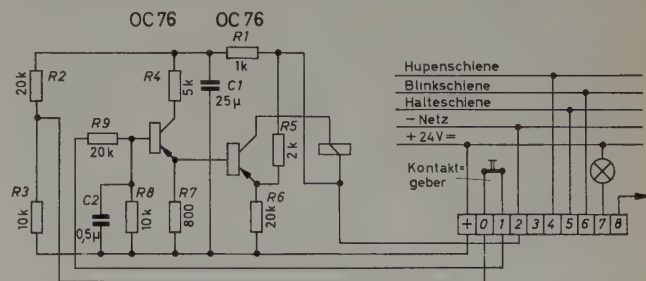
Am Beispiel einer Lichtschrankenschaltung sei die Arbeitsweise erläutert. Das Photoelement liegt in einer Diodenbrücke mit dem Diodenpaar 2 OA 79, die von einem Transistor-Oszillator mit OC 71 aus der Wicklung  $w 3$  des Transformators  $Tr 2$  mit einer Wechselspannung von etwa 0,7 Veff (10 kHz) gespeist wird. Wegen der verhältnismäßig hohen Schaltfrequenz ergibt sich eine hinreichend kurze Ansprechzeit der Anordnung. Während der negativen Halbwellen liegt die Spannung des Photoelementes über die sehr hohen Sperrwiderstände der Dioden und über den Symmetrierwiderstand  $R 2$  am Eingang des Transistorverstärkers. Da der Eingang niederohmig ist, bricht die Spannung praktisch zusammen. Während der positiven Halbwellen sind die beiden Dioden geöffnet, und die Spannung des Photoelementes gelangt jetzt über die kleinen Durchlaßwiderstände pulsformig an den Verstärkereingang. Die Verstärkung der Impulse erfolgt durch den ersten Transistor (OC 71), der seinerseits den als Schalter arbeitenden zweiten Transistor (OC 76) steuert. Der OC 71 in der Oszilla-

Tr 1: Ferroxcube-Schalenkern „D 18/12-00-III  
B'', w1 = 700 Wdg.  
0,1 mm CuL (L=280 mH),  
w2 = 110 Wdg. 0,1 mm  
CuL

Tr 2: Ferroxcube-Schalenkern „D 18/12-05-III  
B'', w1 = 220 Wdg.  
0,1 mm CuL (L=5,3 mH),  
w2 = 80 Wdg. 0,1 mm  
CuL, w3 = 50 Wdg.  
0,1 mm CuL

## Explosionengeschütztes Letztsignal-Transistor-Relais

Sollen in explosionsgefährdeten Betriebsstätten Schaltvorgänge mittels offener Kontakte ausgelöst werden, dann müssen die Steuerstromkreise besonders scharfen Anforderungen genügen, um mit Sicherheit keine Explosion auszulösen; die Steuerkreise müssen „eigensicher“ sein. Da Letztsignal-Transistor-Relais der Firma *J. Hildebrandt* mit eigensicherem Steuerstromkreis zeichnet sich gegenüber Thyatron-Relais durch die kleinen Abmessungen aus und benötigt ferner keinerlei Heizleistung. Das zum Anschluß an eine Nennspannung von 24 V (20...28 V) bestimmte Gerät besteht aus dem Gleichspannungsverstärker und der nachfolgenden Schaltstufe, die eine Relaiskombination betätigt. Der eigensichere Kontaktgeber-Stromkreis liegt an dem Spannungsteiler *R 1, R 2, R 3*. Der OC 76 der ersten Stufe liegt mit seiner Basis über *R 8* an + 24 V, ist also gesperrt. (Der parallelgeschaltete Kondensator *C 2* soll über die Steuerleitung induzierte Störspannungen kurzschließen.) Der Kollektor erhält über *R 4* eine Spannung von etwa - 17 V, während der Emittor und gleichzeitig die Basis des zweiten (Schalt-)Transistors OC 76 über *R 7* an + 24 V liegt. Der Kollektor dieses Transistors erhält über die Relaiskombination (*R = 500  $\Omega$* ) - 24 V, der Emittor seine Spannung aus dem Spannungsteiler *R 5, R 6*. Dadurch ist der Emittor gegenüber der Basis negativ vorgespannt und der Transistor dadurch sicher gesperrt.



Schaltbild des Letztsignal-Transistor-Relais „EO-LSR/A/57“ von J. Hildebrandt

Das Relais ist die Ansprechstufe des *Hima*-Letztsignal-Relais, bei dem neben einem akustischen Dauersignal ein optisches Signal als Blinklicht aufleuchtet und dadurch gegenüber bereits ausgelösten Signalen sofort erkennbar ist. Durch Quittieren wird das akustische Signal abgeschaltet und das optische Blinksignal in ein Dauersignal umgeschaltet, das dann so lange bestehen bleibt, bis die Störung behoben ist und der Kontaktgeber wieder geöffnet hat.



## Funktionselemente für Digitalregler

Aus Analogieelementen zusammengestellte Regler haben eine Regeltgenauigkeit in der Größenordnung von einigen zehntel Promille. Diese Genauigkeit reicht für viele Regelprobleme jedoch nicht aus. Durch Anwendung des Digitalprinzips läßt sich vielfach die Genauigkeit um Größenordnungen steigern, jedoch liegt es in der Natur dieses Prinzips, daß Regelfehler, Regelschritt und höchste Zählggeschwindigkeit miteinander gekoppelt sind. Für den Vergleich von Ist- und Sollwert ist eine bestimmte Zeit notwendig, nach deren Ablauf erst die Stellgröße gebildet werden kann, weil der Istwert in Form einer Impulsfolge verarbeitet wird und diese Impulse während einer gewissen Zeit (Regelschritt) gezählt werden müssen. Je höher die Frequenz der Impulsfolge ist, um so kürzer kann der Regelschritt für eine verlangte Genauigkeit sein. Es gilt die Beziehung

$$\text{Regelschritt} = \frac{1}{\text{max. Regelfehler} \cdot \text{Impulsfrequenz}}$$

Da der Zweck der Anwendung des Digitalprinzips gerade die Erhöhung der Regelgenauigkeit, also die Verkleinerung des Regelfehlers ist, soll die Zeitkonstante, das heißt der Regelschritt, ebenfalls entsprechend klein sein. Das führt zwangsläufig zur Anwendung relativ hoher Impulsfrequenzen. Nimmt man einen Regelschritt (Zeitkonstante) von 100 ms und einen maximalen Regelfehler von 0,01 % an, dann ergibt sich eine Impulsfrequenz von 1 MHz. Mit Kaltkathodenröhren als Zählelement lassen sich so hohe Impulsfrequenzen nicht verarbeiten. Bei Verwendung von Elektronenröhren sind für Digitalregler sehr viele Röhren erforderlich. Es bieten sich deshalb für diesen Zweck Transistoren ganz besonders an, mit denen sich betriebssichere Digitalregler der geforderten Genauigkeit und kleinen Zählkonstante herstellen lassen.

Für den Aufbau von Digitalreglern hat *Brown, Boveri & Cie. AG* Funktionselemente in gedruckter Schaltung ausgeführt, die mit gedruckten, vergoldeten Steckkontakten versehen sind. Die Speisespannung für alle Elemente ist  $6\text{ V} \pm 25\%$ . Nachstehende Funktionselemente für Digitalregler stehen zur Verfügung:

- 1) Dekadische Zählereinheit für Impulsfrequenzen bis 1,5 MHz mit Rückstellmöglichkeit auf Null und Digital-Analog-Umformer zum Ablesen der Zählresultate auf einem Meßinstrument (0,5 mA).
- 2) Dekadische Zählereinheit für Impulsfrequenzen bis 1,5 MHz mit Vorwählmöglichkeit auf eine beliebige Anfangsziffer. Beide Zählereinheiten liefern Ausgangsimpulse, die direkt zum Steuern der nächsten Zählereinheit geeignet sind.
- 3) Impulsformer zum Umformen von Wechselspannungen und Impulsen beliebiger Form bis zu 1,5 MHz in Impulse mit einer für die Steuerung der dekadischen Zählereinheiten geeigneten Form.
- 4) Impulsgeber für Rückstellung und Vorwahl der dekadischen Zählereinheiten. An einen Impulsgeber lassen sich bis zu 10 Zählereinheiten anschließen. Der Impulsformer arbeitet mit den gleichen Steuerimpulsen wie die Zählereinheiten.

## Impulstastgerät für Röhren-Prüffelder

Das Hochfrequenzblitzgerät „Strobokin“ der Firma *Dr.-Ing. Frank Früngel GmbH* enthält ein Impulstastgerät, das auch von besonderem Interesse für die Prüffelder in der Röhrenentwicklung ist, da die leistungsstarken Impulse für alle Ersatzprüfschaltungen verwendbar sind. Beim „Strobokin“ speist ein Netzgerät von 30 kW Ausgangsleistung (Kurzzeitbetrieb) die aus einer Lösch- und einer Lichtfunkenkammer bestehende Blitzlampe, wobei mittels eines im Ladekreis liegenden Wasserstoff-Thyratrons das Laden der Kondensatorbatterie und das Entladen über die Lampe bis zu etwa 70000 Takten/s erfolgt, so daß Filmaufnahmen mit 1 µs Belichtungszeit und weniger bis zu diesen Blitzfrequenzen möglich sind. Die Wasserstoff-Funkenstrecke übernimmt hierbei gewissermaßen die Rolle eines Kaltkathoden-Thyratrons größter Leistung. Auf einen durch den Funkenwiderstand der Blitzlampe gebildeten Außenwiderstand von etwa  $0,2\ \Omega$  arbeitet hier bei 6...9 kV Betriebsspannung eine Kondensatorbatterie mit einer Energie zwischen 1 und 10 Ws, so daß Spitzenströme von einigen 1000 bis etwa 10000 A Spitzenleistungen bis über 50 MW ergeben.

Schließt man nun an Stelle des zweiten Beleuchtungsfunkens über einen Impulstransformator extrem niederohmigen Eingangs äußere Verbraucher an, dann ist es möglich, die Impulse (max. 70000 Impulse/s) auch auf außen angebrachte Prüfobjekte zu geben. Mittels spezieller Impulstransformatoren, die primärseitig oft nur 1/4 oder 1/2 Windung haben, lassen sich in den Impulstransformatoren etwa 10...15 kV je Windung erreichen. (Eine solche Windung kann beispielsweise aus zwei konzentrischen Zylindern bestehen, von denen der eine schräg und der andere gerade geschlitzt ist, die dann einseitig verlötet sind und auf der anderen Seite zu einem Bandsystem führen. So ist es möglich, eine Spule von nur 1/4 Windung herzustellen, die trotzdem den Kern eines Stoßtransformators voll umschließt.) Mit Hilfe entsprechender Anpassungsschaltungen ist es bei praktisch jeder Impulsspannung möglich, die Impulse auf der Sekundärseite trapezförmig zu formen.

Für kleinere Impulsleistungen, etwa 100 kW, genügt es aber auch, das Steuergerät, das aus einem in einer Spezialschaltung arbeitenden Wasserstoff-Thyratron mit entsprechenden Trägerschaltungen in Katodenbasischaltung besteht, zu benutzen. Der Ausgang ist dann für  $60\ \Omega$  ausgelegt, so daß über konzentrische Kabel zusätzliche Impulstransformatoren beliebigen Übersetzungsverhältnisses in der Lage sind, den Ausgangsimpuls von etwa 100...200 kW mit Frequenzen von 16...50000 Hz abzunehmen. Die Impulsenergie nimmt mit zunehmender Frequenz ab; bei höheren Frequenzen ist nur Kurzzeitbetrieb möglich, während für weniger als 5000 Impulse/s auch Dauerbetrieb möglich ist. Hierbei wird das Wasser-

stoff-Thyratron 4 C 35 benutzt. Eine Relaisverriegelung löscht bei Fehlzündungen des Thyratrons automatisch den Anodenkreis, so daß durch Stehenbleiben eines Lichtbogens keine Beschädigungen im Gerät auftreten können.

Als Einzel-Impulsgeneratoren lassen sich so Geräte bis zu 500 kV Impulsspannung ( $C_{\text{max}}$  des Prüflings = 5000 pF) bauen, die glockenförmigen Verlauf der Hochspannungs-Impulskurve haben. Über den bisher bekannten Stand der Technik hinaus (Stoßgeneratoren nach Marx) ist es auf diese Weise mittels Impulstransformatoren bei einer Windungsspannung von etwa 10 kV möglich, jede gewünschte Stoßspannung abzunehmen. Da die primäre Stoßerregung ebenfalls in weiten Grenzen veränderbar ist, ohne daß es notwendig wird, irgendwie an Funkenstrecken zu arbeiten, läßt sich beispielsweise bei einem Gerät für 500 kV die Spannung stetig zwischen 0 und 500 kV einstellen.

## Differenziervverstärker

Für die Frequenzregelung von Generatoren und für viele andere technische Regelungsprobleme ist es mit Rücksicht auf die Stabilität des Regelkreises häufig notwendig, neben der Regelgröße selbst auch deren ersten Differentialquotienten nach der Zeit zum Ableiten einer Stellgröße heranzuziehen. Da beim Aufbau von Regelstrecken elektrischen Schaltungen wegen ihrer Einfachheit, Übersichtlichkeit und Zuverlässigkeit häufig der Vorzug gegeben wird, besteht Bedarf für ein Gerät, das elektrische Größen differenziert. Der Differenziervverstärker „FZD“ (BN 47096) von *Rohde & Schwarz* spricht mit einstellbarer Empfindlichkeit auf die zeitliche Änderung einer an seinen Eingang gelegten Spannung an und bildet daraus einen nach Größe und Vorzeichen proportionalen Gleichstrom, der allein oder in Verbindung mit den Ausgangsströmen weiterer Meßwertumformer zur Erzeugung einer Stellgröße verwendbar ist. Das Gerät hat praktisch unendlich hohen Eingangswiderstand und belastet deshalb den Meßkreis nicht. Sollen Ströme differenziert werden, dann muß über im Stromkreis liegende Widerstände die notwendige Eingangsspannung gewonnen werden. Ein umschaltbares Zeitkonstantenglied (1...10 s) gestattet das Unterdrücken kurzzeitiger, aber für die Regelung unwesentlicher Spitzen der Meßgröße. Sollen auch lang dauernde, jedoch für die Regelung unwesentliche kleine Werte der Meßgröße den Regelkreis nicht beeinflussen, so läßt sich dieser Forderung durch eine ebenfalls einstellbare Ansprechschwelle Rechnung tragen. Das Gerät kann jede Meßgröße verarbeiten, die sich als elektrische Spannung darstellen läßt. In Verbindung mit dem Netzfrequenzzeiger „FZN“ gibt es beispielsweise die Änderungsgeschwindigkeit der Netzfrequenz in mHz/s an.

## Induktiver Durchflußmesser

Die Durchflußmessung von Flüssigkeiten mit Verunreinigungen und Feststoffen bis zur Schlamm- und Pasten-Konsistenz war bei den bisher üblichen Meßmethoden mittels Staubden und Staudüsen, Volumenzähler und Schwimmermesser kaum möglich. Der induktive Durchflußmesser „Altoflux“ der Firma *N. V. Alto* ist eine technisch interessante Lösung dieser schwierigen Aufgabe unter der Voraussetzung, daß die zu messenden Flüssigkeiten oder Gemische eine bestimmte Mindestleitfähigkeit haben. Die Messung beruht auf dem Grundprinzip der Induktion, nach dem in einem durch ein Magnetfeld bewegten Leiter eine elektrische Spannung induziert wird. Nimmt man als sich bewegenden elektrischen Leiter eine leitende Flüssigkeit an, die durch ein Rohr aus nichtleitendem Material innerhalb eines Magnetfeldes fließt, dann wird auch in der Flüssigkeit eine Spannung induziert. Bringt man rechtwinklig zur Richtung der Feldlinien zwei Elektroden diametral durch die Rohrwandung hindurch an die Flüssigkeit heran, dann läßt sich zwischen diesen ein Potential messen, dessen Größe vom Elektrodenabstand, von der Stärke des Magnetfeldes und von der mittleren Geschwindigkeit der Flüssigkeit abhängt. Hält man die beiden ersten Größen konstant, dann ist das Potential direkt ein Maß für den Durchfluß.

Der Meßgeber besteht aus einem glatten Rohr aus VA-Stahl, das innen isoliert ist und in seiner Wandung eingelassen die beiden Elektroden trägt. Auf dem Rohr ist der mit Wechselstrom erregte Magnet angebracht. Das durch zwischen den Elektroden auftretende Wechselspannungspotential hat den Vorteil, daß von den elektrolytischen Eigenschaften der Flüssigkeit herrührende Kontakt- und elektrochemische Potentiale weitgehend ausgeschaltet werden. Die bei dieser Betriebsart entstehenden unerwünschten Induktionspotentiale werden durch eine Ringmodulatorschaltung im Verstärker ausgeglichen. Da die zu messende Flüssigkeit im allgemeinen leitend ist, wird sie praktisch immer geerdet sein. Im Geber herrscht also in der Mitte zwischen den Elektroden das Potential Null, und man kann die Meßspannung an den Elektroden nur als ein mit der Meßfrequenz wechselndes Plus- oder Minussignal (bezogen auf das Erdpotential) abnehmen. Der Verstärkereingang ist deshalb in Gegentaktanschaltung ausgeführt. In Reihe mit dem Widerstand zwischen den Elektroden ist der sehr hohe Eingangswiderstand des Verstärkers ( $2 \cdot 10^7\ \Omega$ ) geschaltet, so daß der innere Widerstand der Flüssigkeit bis  $2 \cdot 10^4\ \Omega$  schwanken darf, ohne sich um mehr als 1 % auszuwirken. Ebenso ist für viele Anwendungen wichtig, daß nichtleitende Einschlüsse, wie Luftblasen oder Sandkörner, die Meßgenauigkeit nicht beeinflussen; sie werden wie Flüssigkeit mitgemessen.

Die Vorteile dieses Verfahrens sind unter anderem darin zu sehen, daß die Meßrichtung unempfindlich gegenüber Änderungen von Viskosität, Konzentration, spezifischem Gewicht des Mediums, Druck und Temperatur ist. Lageveränderungen und Beschleunigungskräfte haben keinen Einfluß, so daß diese Einrichtung auch auf Schiffen Verwendung finden kann. Eine Beruhigungsstrecke ist nicht notwendig, so daß der Meßgeber unmittelbar hinter Krümmungen oder Absperrorganen eingebaut werden kann; ferner tritt kein Staudruckverlust auf. Die Fehlergrenzen dieses interessanten neuartigen Gerätes liegen ab  $\frac{1}{3}$  des Endwertes innerhalb  $\pm 1,5\%$  des Istwertes.



# AEG

## Spannungsstabilisatoren in Miniaturausführung

Für bestimmte Geräte der Elektronik werden heute hohe Forderungen an die Konstanz der speisenden Gleichspannung gestellt. Das Stabilhalten solcher Gleichspannungen erfordert dabei einen fortwährenden Ausgleich sowohl der Netzspannungsschwankungen als auch der Spannungsschwankungen, die durch Belastungsänderungen des eigenen Verbrauchers verursacht werden. Die Anwendungsgebiete für Spannungsstabilisatoren sind sehr mannigfaltig. Es sei hier besonders auf Netzgeräte hingewiesen, die der Versorgung von meßtechnischen Einrichtungen, von Steuer- und Regelschaltungen in der industriellen Elektronik sowie schließlich von Geräten der Nachrichtentechnik dienen.

**Tabelle der technischen Werte  
von AEG-Spannungsstabilisatoren**

Typ	Brennspannung*)			Brennstrom			Zündspannung max.	Spannungsdifferenz im Regelbereich max. V	Wechselstromwiderstand*) etwa Ohm
	Mittelwert V	Streuung		Mittelwert mA	Regelbereich				
		min. V	max. V		min. mA	max. mA			
AG 5209 (OG 3)	85	83	87	6	1	10	125	4	280
AG 5210 (OB 2)	108	106	111	17,5	5	30	127	3,5	100
AG 5211 (OA 2)	150	144	164	17,5	5	30	180	6	100

\*) bezogen auf den Brennstrom-Mittelwert

Die in der Tabelle aufgeführten Spannungsstabilisatoren ähneln in ihrem Aufbau dem einer Glühbirne. In jeder Stabilisatorröhre stehen sich in einer Edelgasfüllung niedrigen Druckes eine unbeheizte metallische Katode und eine Metallanode gegenüber. Die Spannung, die nach dem Zünden der Glühentladung an der Röhre liegt – die Brennspannung –, ändert sich kaum, auch wenn der durch die Röhre fließende Strom auf ein Vielfaches anwächst. Diese Brennspannung wird dann als stabilisierte Speisespannung dem Verbraucher zugeführt. Die beiden Elektroden des Stabilisators werden im Innern des Glaskolbens von mehreren Stiftdurchführungen getragen; so werden die mechanischen und damit auch die elektrischen Werte stabil gehalten. Diese Konstruktion bietet weiterhin – bei geeignetem Schaltungsaufbau – den Vorteil, daß man beim Herausziehen des Stabilisators aus der Fassung gleichzeitig die Verbindungen des Verbrauchers mit der stabilisierten Spannung unterbricht.

Die Stabilisatoren sind für Spannungen von 85 V, 108 V oder 150 V lieferbar und für einen Mittelwert des Brennstromes von 6 mA oder 17,5 mA bemessen. Einzelheiten gehen aus der Tabelle hervor. Durch Reihenschaltung mehrerer Stabilisatoren können auch höhere Verbraucherspannungen entsprechend dem ganzzahligen Vielfachen der genannten Brennspannungen stabilisiert werden. Der Stabilisatortyp AG 5209 weist eine besonders geringe Änderung der Brennspannung – nur 0,5% – im Laufe seiner Lebensdauer auf. Dieser Typ ist daher als Spannungsnorm in allen den Fällen geeignet, wo eine verhältnismäßig schwach belastete Vergleichsspannung von großer Genauigkeit und zeitlicher Konstanz benötigt wird. Das Bild zeigt den äußeren Aufbau der erwähnten Stabilisatoren. Sämtliche Stabilisatoren sind Miniaturröhren und haben den internationalen Siebenstiftsockel B7G. Der Glaskolben hat einen Durchmesser von 19 mm. Die Gesamthöhe beträgt beim Typ AG 5209 54,6 mm, bei den Röhren AG 5210 und AG 5211 67,3 mm. Die in der Tabelle in Klammern aufgeführten Bezeichnungen geben die Typen von Stabilisatoren an, die im Ausland gefertigt werden. An deren Stelle können die entsprechenden AEG-Stabilisatoren verwendet werden, die ihnen gleichwertig sind.



AEG-Spannungsstabilisatoren in Miniaturausführung

**ALLGEMEINE ELEKTRICITÄTS - GESELLSCHAFT**



## Sortierautomat für Roll-Elektrolytkondensatoren

Aus der Reihe der automatischen Sortiergeräte ist dieser Sortierautomat der Firma A. Klemt eine Neuentwicklung. Er ist zum automatischen Sortieren von Roll-Elektrolytkondensatoren mit Drahtenden nach Kontaktwiderstand, Prüfspannung, Reststrom, Scheinwiderstand, vier Kapazitätstoleranzen oder -gruppen und Verlustfaktor geeignet. Darüber hinaus läßt er sich auch zum Sortieren von Transistoren verwenden. Das ebenfalls neuentwickelte Klemmenrad „K 60“ ist mit mehreren Meß- und Auswurfstellen ausgerüstet und gestattet wegen der großen Anzahl der Meßklemmen (60 Paare) auch, eine Messung längere Zeit vorzunehmen, wie es zum Beispiel zum Messen von Temperaturkoeffizienten oder beim Nachformieren von Elektrolytkondensatoren notwendig ist. Das Klemmenrad hat insgesamt 40 Meßstellen. Nach 5 Meßstellen sind je zwei magnetisch gesteuerte Auswerfer angebracht, die über die angeschlossenen Meßgeräte betätigt werden. Da ein Auswerfen bei den ersten Meßstellen nicht möglich ist, schaltet ein Speichermagnet elektromechanisch eine Speichervorrichtung ein, die den einer Auswurfstelle zugeordneten Magneten betätigt. Eine weitere, mechanisch durch Nockenscheiben betätigte Auswurfstelle befindet sich an der Meßstelle 10. Ein Programmgeber steuert die angeschlossenen Meßgeräte und die Auswurfzeiten; er arbeitet photoelektrisch. Das Programm ist auf einer drehbaren Walze aus durchsichtigem Material in Form von lichtundurchlässigen Streifen aufgebracht, die von innen durch Glühlampen beleuchtet werden. Zu jedem lichtundurchlässigen Streifen gehört außerhalb der drehbaren Walze ein Photowiderstand, der über ein Thyatron ein Relais steuert, so daß die Schaltzeiten des Programmgebers keinerlei mechanisch bedingten Veränderungen unterliegen.

Zum Sortieren von Elektrolytkondensatoren werden diese von Hand in das Klemmenrad „K 60“ eingelegt und an der ersten Meßstelle mit der Kapazitätstoleranz-Meßbrücke „KM 50 C“ mit einer Meßspannung von 1 mV auf Kontaktsicherheit geprüft. Gemessen wird der Verlustfaktor bei 50 Hz, der direkt ein Maß für den Kontaktwiderstand ist. Das Meßergebnis wird elektromechanisch gespeichert und an der ersten magnetisch gesteuerten Auswurfstelle des Klemmenrades wirksam, so daß Kondensatoren, deren Kontaktwiderstand einen eingestellten Grenzwert überschreitet, ausgeworfen werden. An der 2. bis 30. Meßstelle werden die Elektrolytkondensatoren mit einer zwischen 3 und 500 V wählbaren Spannung 45 s lang nachformiert. Die hierbei durchschlagenden Kondensatoren werden von der Nachformierungsspannung automatisch abgeschaltet und an der zweiten magnetisch gesteuerten Auswurfstelle ausgeworfen. An der 31. Meßstelle erfolgt die Aufladung zur Reststrommessung, die an der 32. Meßstelle mit der Widerstandstoleranz-Meßbrücke „RM 50 C“ vorgenommen wird. Die Reststrommessung erfolgt durch Messung des Restwiderstandes, und bei Unterschreiten eines eingestellten Grenzwertes erfolgt die Aussortierung an der dritten magnetisch gesteuerten Auswurfstelle. Die 33., 34. und die 37., 38. Meßstellen dienen zum Entladen. An der 36. Meßstelle wird der Scheinwiderstand bei 10 kHz gemessen. Ist er größer als ein zwischen 0,1 und 10  $\Omega$  wählbarer Grenzwert, wird der Kondensator an der vierten magnetisch gesteuerten Auswurfstelle ausgeworfen. An der 40. Meßstelle werden Kapazität und Verlustfaktor bei 1 V und 50 Hz gemessen, und nach dieser Meßstelle erfolgt über eine mechanisch betätigte Auswurfstelle mit Hilfe der magnetisch gesteuerten Weiche „W 5“ das Aussortieren nach 4 Toleranzen oder nach 4 Gruppen. Die Weiche ist durch einen Steuerzusatz mit der Meßbrücke „KM 50“ zusammengeschaltet. Die Sortierleistung beträgt 2400 Stück je Stunde.

## Analogierechner für Steuerzwecke

Bei der selbsttätigen Steuerung von Arbeitsabläufen und Verfahrensanlagen tritt häufig das Problem auf, die gesteuerte Größe in bestimmter Abhängigkeit von anderen Meßgrößen der Anlage zu beeinflussen, die rechnerisch erfaßbar und formelmäßig festgelegt ist. Ein Beispiel hierfür ist die Mengenregelung, wenn der Durchfluß einer Verfahrensanlage nach einer bestimmten Funktion von Drücken, Temperaturen, pH-Werten usw. geregelt werden soll. Solche Steuerungsprobleme lassen sich mit technischen Analogierechnern lösen, für die der Kompensator-Analogierechner der Firma H. Dietz ein Beispiel ist. In diesem Rechner, der mit elektronischen Kompensatoren des Typs „EK“ ausgerüstet ist, werden die Rechenoperationen durch Präzisions-Potentiometer ausgeführt, von denen jedes in einem Steckinschub untergebracht ist. Die Potentiometer werden nacheinander entsprechend den Rechenoperationen von Nachlaufmotoren verstellt, wodurch die Brückenschaltungen abgeglichen und damit die Rechenoperationen durchgeführt werden. Ein elektronischer Kompensationsverstärker hoher Eingangsempfindlichkeit, der auch den Anschluß des Rechengrößes an Meßwertgeber mit niedrigen Spannungen gestattet, steuert die motorische Verstellung. Der Nachlaufmotor ist ein Induktionsmotor mit äußerst geringem Rotor-Schwungmoment, dessen Drehzahlverlauf annähernd der Steuerspannung proportional ist, so daß sich ein Maximum an Verstellgeschwindigkeit bei hoher Genauigkeit ergibt. Da ein Analogierechner relativ viele Rechenpotentiometer enthält, kann man zur Verringerung des Aufwandes davon absehen, jedem Kompensationskreis einen eigenen Nachstellmotor zu geben. Das Gerät enthält dann statt dessen lediglich einen Nachlaufverstärker und ein Nachlaufwerk, von denen die einzelnen Rechenvorgänge zentral gesteuert werden. Die den einzelnen Abschnitten des Rechenvorgangs zugeordneten Brückenschaltungen werden dabei nacheinander durch besondere Umschaltrelais hergestellt und die Rechenpotentiometer entsprechend dem Programm des Rechenvorganges mittels Andruckmagneten nacheinander mit demselben Antriebs- und Nachstellwerk verbunden. Außerdem enthält der Analogierechner alle Einstellglieder für die Eichung sowie Meßstellen zur Kontrolle der Rechengeschaltung, ferner die stabilisierte Stromversorgung, den elektronischen Zeitgeber für die Programmsteuerung sowie gegebenenfalls Anzeige- und Registriergeräte zum Anschluß an die Rechenwerke. Ebenso ist es möglich, das Rechenergebnis fortlaufend durch einen elektrischen Meßwertdrucker ziffernmäßig niederzuschreiben.

## T A G U N G E N

### Tonmeister-Tagung 1957

#### Stereophonie

Auf der diesjährigen 4. Tonmeister-Tagung in Detmold standen wiederum die Probleme der Stereophonie im Vordergrund. Man gewann den Eindruck, daß die praktischen Lösungen in den letzten drei Jahren nicht sehr viel weiter gekommen sind.

Aus den Ausführungen von H. Lauridsen wie auch von G. Boré ging hervor, welche großen Vorzüge die MS-Stereophonie (Mitte-Seite-Verfahren, Hersteller: Fa. Georg Neumann, Berlin) — insbesondere wegen ihrer Kompatibilität — gegenüber dem klassischen zweikanaligen AB-Verfahren hat und wie auch das dazugehörige Mikrofon als akustisches Goniometer dienen kann. Wie man dann weiter die Zone der bezugsrichtigen Plätze in einem Saal vergrößern und die Lokalisierung verschärfen kann, zeigten Demonstrationen von W. Kuhl und J. Zosel (IRT) durch Zufügung von weiteren, geometrisch entsprechend ausgerichteten Lautsprechersystemen. Wenn Schallplatten-Aufnahmen heute allgemein stereophonisch auf Tonband gemacht werden, so gelingt die einwandfreie Übertragung auf die Schallplatte bisher dennoch nicht. Zwar sind Verfahren der Zweikanal-Aufzeichnung in einer Rille bei gleichzeitiger Tiefen- und Seitenschrift bzw. Zweiseitenschrift durch Patente seit dem Jahre 1932 bekannt, jedoch ist die mechanische Realisierung verzerrungsfrei bisher nicht gelungen, wie dies aus den Ausführungen von Ing. Schlegel, Kopenhagen, hervorging.

Schließlich darf man nicht übersehen, daß die Theorie des binauralen Hörens noch nicht ausreichend entwickelt ist. So konnte N. V. Franssen, Eindhoven, Experimente schildern, die bei entsprechender Zuführung von Einschwingvorgängen zu beiden Ohren über Kopfhörer überraschende Hörphänomene ergaben. Aus der Praxis berichtete P. Burkowitz, Köln, wie wichtig auch bei Musikaufnahmen — entgegen den bisherigen Ansichten — eine scharfe Lokalisation ist, denn offensichtlich befriedigen Klangbilder, die eine solche zulassen, mehr als die weniger gerichteten.

#### Pseudostereophonie

Da aus den genannten Gründen so schnell mit der Einführung der Stereophonie nicht zu rechnen ist, beschäftigen sich andere Stellen mit Verbesserungen auf pseudostereophonischer Grundlage. So schilderte F. Enkel, Köln, wie man aus dem Verhalten von Nahfeld und Fernfeld der Mikrophonaufnahme sowie Beeinflussung der Einschwingvorgänge zu einer einkanalen Übertragung der Entfernungsempfindung gelangen kann, wie sich weiter das Klangbild durch Verlängern der Nachhallzeit verbreitern läßt und wie schließlich durch Zulassung eines größeren Klirrfaktors das Klangbild lebendiger wird und näher erscheint.

Auf weitere Möglichkeiten dieser Art machte H. Friess, Karlsruhe, aufmerksam. Vierspur- und Sechsspur-Aufnahmegeräte lassen sich nicht nur stereophonisch verwenden, sondern auch zur späteren Mischung für Einkanalwiedergabe, wobei eine erhöhte Raumwirkung erreicht wird, wie der Referent an eigenen Aufnahmen demonstrierte. Einen weiteren Demonstrationsbeitrag zur Vierspuraufnahme auf CinemaScope-Basis brachte E. Leistner, München.

#### Klangerzeugung und Raumwirkung

Für die geschilderten Probleme ist die weitere Erforschung der Klangstruktur wesentlich. E. Thienhaus, der Veranstalter der Tagung, beschäftigte sich mit einer Modellvorstellung der Klangerzeugung der Instrumente in Form von elektrischen Vierpolen, wobei besonders die Phasenverhältnisse von Einfluß sind, was an Hand der Frequenzkurven von Geigen gezeigt wurde.

Eine große Rolle für die lebendige Klangwirkung spielt der Raum, der insbesondere auf eine hohe Schalldiffusität hin konstruiert sein muß. Die moderne Architektur steht zu dieser Forderung in krassem Widerspruch, wie F. Winckel, Berlin, an Beispielen alter und neuer Konzertsaalbauten zeigen konnte.

#### Tonmeisterprobleme

P. Burkowitz gab in seinem bereits erwähnten Referat als Richtlinie, man solle nicht mehr elektroakustische Mittel für eine Aufnahme verwenden als unbedingt notwendig ist. Mehrere Mikrophone sind wegen der auftretenden Interferenzen nur in Ausnahmefällen zu benutzen, auch die Verwendung des „Raummikrophons“ kann nachteilige Folgen haben, z. B. daß dem Ohr eine schlechte Einstimmung der Instrumente vorge täuscht wird. Dynamik-Kompression sollte vom Tonmeister nur als „Notbremse“ aufgefaßt werden, nicht aber für die dauernde Benutzung. Von der objektiven Methode der Aufnahme (klassische Musik) unterschied Burkowitz die subjektive Methode, die hauptsächlich für Tanzmusik in Frage kommt und ganz zu Unrecht von der Fachwelt unterschätzt



wird. Es ergeben sich hier außerordentlich interessante Aufgaben einer Klangbildgestaltung, die bei richtiger Ausführung viele theoretische Kenntnisse neben dem guten Geschmack erfordern.

G. Boré berichtete über ein von ihm an der Technischen Hochschule Aachen erprobtes raumakustisches Impulsmeßverfahren. Der Raum wird durch einen normalen Knackimpuls akustisch angeregt. Der Effektivwertverlauf des Schalldrucks wird nach Umwandlung durch ein Mikrofon für verschiedene Hörplätze registriert. An- und Abklingzeitkonstante der Registriereinrichtung werden so bemessen, daß annähernd die Trägheit des menschlichen Gehörs nachgebildet wird. Zur Auswertung werden die so gewonnenen Diagramme mit den „Kurven gleicher Rückwurfbelastigung“ (nach E. Meyer und Schodder) verglichen.

Die auf Tagungen schon mehrfach gezeigte „Nachhallplatte“ als Entwicklung des RTI (W. Kuhl) konnte nunmehr in einer serienreifen Ausführung, die z. Z. bei allen Rundfunkanstalten eingeführt wird, demonstriert werden. Die 1 x 2 m große Stahlplatte ist dämpfungsfrei in einem Kasten aufgehängt, um ausreichende Körperschalldämmung gegen Störschall von außen zu erreichen. Durch Annähern einer porösen Dämpfungsplatte erhält man eine Variation der Nachhallzeit von 1,2 bis 6 s.

Besonderes Interesse beanspruchte ein Bericht über die Entwürfe zu einer neuen Musik-Akademie in Warschau (Urbanski und Rajewski). Eine derart weitgehende elektroakustische Einrichtung einschließlich Phoniatrie (Stimmuntersuchung) und Audiometrie (Gehörmessung) ist bisher andernorts noch nicht verwirklicht worden. Der gewaltige Bau soll im Jahre 1960 vollendet sein.

F. Winckel

### Diskussionstagung „Navigationshilfe an Bord von Schiffen und Flugzeugen durch polare (Rho-Theta) Funkortungsverfahren“

Der Ausschuß für Funkortung hatte vom 28.—30. Oktober 1957 eine Diskussionstagung in Essen angesetzt, zu der über 200 in- und ausländische Fachleute erschienen. Zur Debatte stand die Auswertung von Navigationsverfahren, die dem Verkehrsteilnehmer auf dem Wasser wie auch in der Luft auf elektrischem Wege die Entfernung zu einem Bezugspunkt und den Winkel zu einer Bezugsrichtung, also die Polarkoordinaten ( $\rho, \Theta$ ), liefern. Die üblichen Rundsuch-Radargeräte, die vor allem in der Schifffahrt große Verwendung finden, liefern eine kartenähnliche Darstellung der Umgebung in Polarkoordinaten. Die Erfahrung zeigt, wie auf der Tagung immer wieder zum Ausdruck kam, daß die mit dem Schiffsradar gegebenen Möglichkeiten zur Erhöhung der Sicherheit in der Praxis nicht immer ganz ausgenutzt werden können. Eine gründliche Schulung und

dauernde Übung der mit der Schirmbildauswertung betrauten Personen kann daher gar nicht oft genug verlangt werden. Ausbildungsmäßig kann durch Verwendung von Simulatoren und von auf Magnetband gespeicherten Bildern in den Schulen eine größere Annäherung an die Verhältnisse während der Fahrt erreicht werden. Als großer Fortschritt ist auch die Einführung von Schiffsradar mit Absolutanzeige anzusehen („True Motion“). Für das von der Decca Radar Ltd. vor Jahresfrist erstmals bekanntgegebene Baumuster „TM 46“ liegen bereits über 100 Aufträge vor. Eine andere Lösung wurde mit Hilfe eines vollautomatischen Speichersichtgerätes angegeben („Automatic Plotter“ der Raytheon Mfg. Co.). In der Speicherröhre QK 464 wird das Radarbild auf einem Flächenspeicher vom gleichen Strahl abwechselnd eingeschrieben und abgelesen. Dabei bekommen alle sich gegenüber dem eigenen Schiff bewegenden Ziele Kurslinien. Alle beweglichen Objekte erscheinen mit ihren wahren Kursen.

Betrachtet man vor allem das Problem des Kollisionsschutzes, für das Radargeräte mit relativ geringen Reichweiten ausreichen könnten, so ergeben sich Wünsche nach Verkleinerung von Transistoren und Neuentwicklung von Siliziumdioden, die eine Verstärkung des gleichgerichteten Hochfrequenzstromes im Kristallgitter selbst erreichen. Nur für Super-Radarstationen zur Raketenverfolgung eignet sich die Stimulierung von Quantenübergängen in mit flüssigem Helium gekühlten Kristallen, die als Übertrager von Schwingungsenergie an die zu verstärkende Welle fungieren, ohne bei diesem Verstärkungseffekt zusätzliches Rauschen zu liefern (Prof. F. Schröter).

In der militärischen Luftfahrt finden zunehmend Bordgeräte Verwendung, die unter Auswertung des Dopplereffekts die Geschwindigkeit über Grund ermitteln. In der Royal Air Force sind diese Anlagen seit drei Jahren in Erprobung. Bei einem unter denkbar ungünstigsten atmosphärischen Bedingungen ausgeführten Flug von etwa 700 Meilen über See konnte eine mit einer Doppleranlage ausgerüstete Maschine das angewiesene Ziel erreichen, während eine mit den üblichen Navigationshilfen ausgerüstete Maschine den Flug abbrechen mußte (Pavitt).

Das Verfahren „Navarho“ wurde von der US Navy und US Air Force weiter eingehend erprobt, doch steht der Abschlußbericht der Öffentlichkeit noch nicht zur Verfügung. Für die Laufzeitmessung kommen neben Bordquarzuhren auch Atomuhren in Betracht, deren Raumbedarf erheblich verringert werden konnte. Mit synchronisierten Bodensendern läßt sich auch ein Hyperbelsystem aufbauen (Kramar, Prof. v. Handel).

Die reinste Form der  $\rho, \Theta$ -Navigation liegt bei TACAN vor, das dem Verkehrsteilnehmer auf einer Frequenz und in einem automatischen Arbeits-



#### WIR LIEFERN:

Röhren für Rundfunk und Fernsehen  
Fernseh-Bildröhren  
Fernseh-Ablenkmittel  
Germanium- und Silizium-Dioden, p-n-p-Transistoren  
Spezial-Röhren für Industrie und Forschung  
Mikrowellen-Röhren, Röhren für Nachrichtenweitverkehr  
Stabilisatoren, Thyratrons, Fotozellen  
Oszillographen-Röhren für Meßzwecke  
Sende-Röhren für Industrie und Nachrichtenverkehr  
Gleichrichter-Röhren  
Vakuum-Kondensatoren

TELEFUNKEN · RÖHRENVERTRIEB · ULM

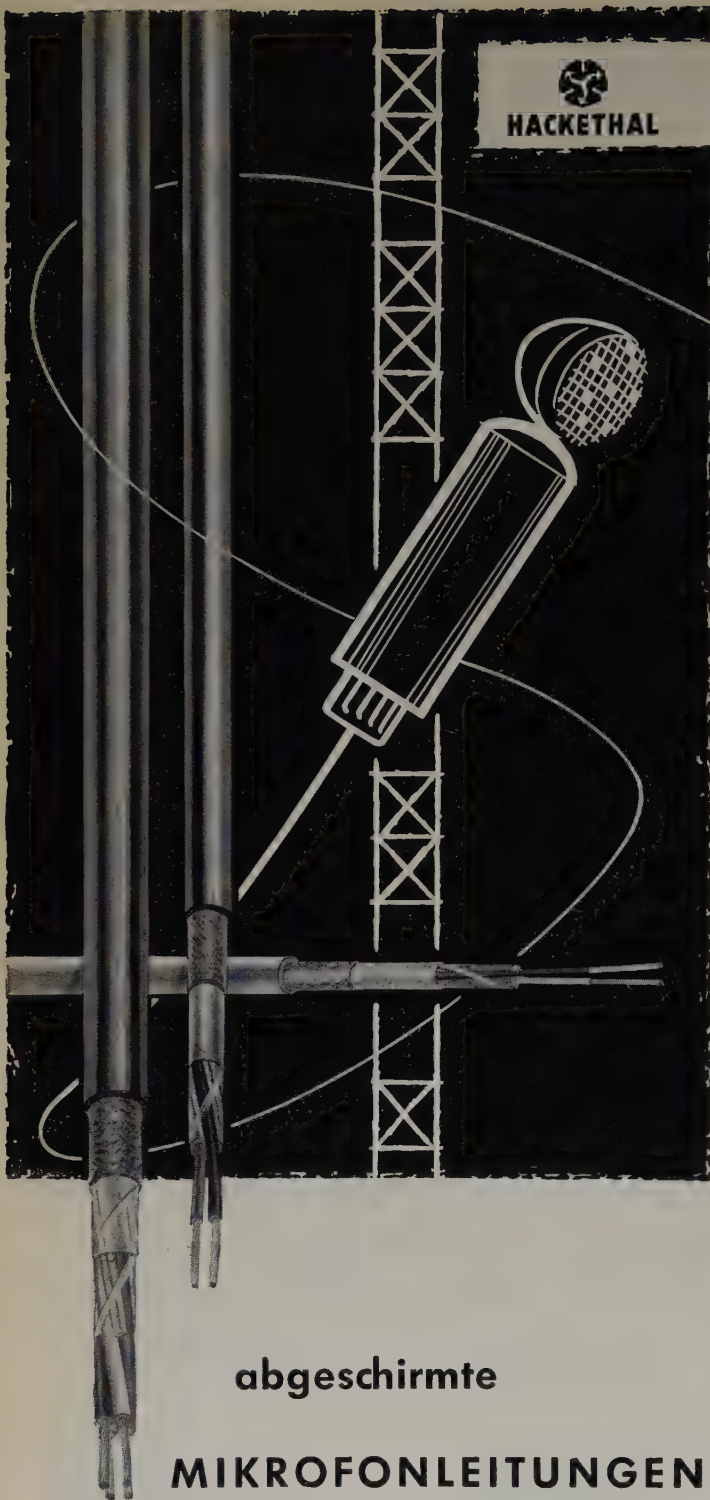
# TELEFUNKEN

## RÖHREN UND HALBLEITER

sind zuverlässig und von hoher Präzision. Sie vereinen in sich alle technischen Vorzüge, die TELEFUNKEN in einer mehr als 50 jährigen, steten Fortentwicklung erarbeitet hat.







**HACKETHAL**

**abgeschirmte**

## MIKROFONLEITUNGEN

für Rundfunk- und Tonfilmstudio,  
als Lautsprecher-Anschlußleitungen,  
zur Speisung und Steuerung  
des Verstärkers,  
als Steuerleitungen  
in der Meß- und Regeltechnik

Auf Anfrage übersenden wir Ihnen gern unsere  
Informationsschriften über alle Tonfrequenzleitungen

**HACKETHAL-DRAHT- UND KABEL-WERKE**  
**AKTIENGESELLSCHAFT · HANNOVER**

gang die beiden Koordinaten liefert. Ursprünglich hauptsächlich für die Navigation von USA-Trägerflugzeugen entwickelt, wird das System jedoch auch in anderen Staaten zur Einführung kommen. Für die Zivilluftfahrt ist die Kombination der bereits bestehenden VOR-Drehfunkfeuer mit TACAN-Stationen von Bedeutung (VORTAC). Mit 1260 VORTAC-Stationen soll bis zum Jahre 1962 ein erweitertes amerikanisches Luftstraßensystem befeuert werden. Für den Landeanflug befinden sich Abarten in Kombination mit dem Prinzip des Instrumenten-Lande-Systems (ILS) in Erprobung. Durch Einblendung besonderer Impulsfolgen wird ein Boden/Bord- und Bord/Boden-data-link hoher Nachrichtenkapazität gewonnen, wobei innerhalb von knapp drei Sekunden 120 Flugzeuge nacheinander individuell bedient werden können. Nur ein Flugzeug mit der richtigen „Adresse“ ist jeweils empfangsbereit; 1008 verschiedene Adressen sind möglich.

Ein Farbfilm zeigte die Anwendung von Bordradargeräten zum Umfliegen von Schlechtwetterzonen, ein weiterer den hohen Stand der Geräte für vollautomatische Landungen.

W. Stanner

## REFERATE

### Das Myriatron<sup>1)</sup>

DK 621.385.832:621.397.611:778.534.83

Das Myriatron, ein neuentwickeltes Hilfsmittel der Hochfrequenz-Kinematografie, ermöglicht Aufnahmeserien von sehr schnell verlaufenden und kurzen Vorgängen mit höchster Frequenz und kürzesten Belichtungszeiten. Seinem Wesen nach ist das Myriatron ein Bildwandler in abgeänderter Form. Mit der bisherigen Form des Bildwandlers konnte man auch schon ein einzelnes Bild eines schnellverlaufenden Vorganges mit kürzester Belichtung, aber nicht eine Serie von Bildern mit kleinsten Abständen aufnehmen.

Bei der üblichen Form des Bildwandlers (Bild 1) wird der aufzunehmende Gegenstand von einem Objektiv auf einer ebenen und mit einem lichtundurchlässigen Aluminiumüberzug versehenen Fotokatode abgebildet, die an einem Ende des Kolbens des Bildwandlers angebracht ist. Die hierdurch von der Fotokatode ausgelösten Elektronen werden durch

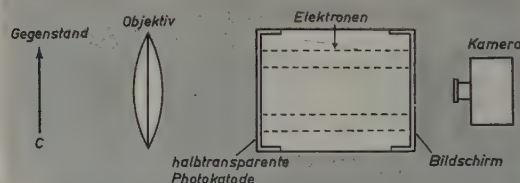


Bild 1. Schema des normalen Bildwandlers zur Aufnahme von Einzelbildern

elektronenoptische Mittel so auf den am anderen Ende des Kolbens vorhandenen Leuchtschirm gelenkt, daß hier ein Leuchtbild entsteht, das dem von dem Objektiv auf die Fotokatode projizierten Lichtbild des Gegenstandes ähnlich ist. Damit die Elektronen den Bildschirm erreichen können, müssen sie durch eine Spannung von mehreren Kilovolt beschleunigt werden. Das Leuchtbild entsteht also nur so lange, wie eine Beschleunigungsspannung am Bildwandler liegt. Wenn man daher der Beschleunigungsspannung die Gestalt eines sehr kurzen Impulses von etwa  $10^{-6}$ s oder  $10^{-7}$ s Dauer gibt, so leuchtet auch das Leuchtbild nur für diese extrem kurze Zeit auf. Auf diese Weise kann man mit dem Bildwandler von extrem schnellen Vorgängen mittels äußerst kurzer Belichtungszeiten ein scharfes Bild erhalten, wenn man die Erzeugung des Beschleunigungsspannungsimpulses mit dem zu fotografierenden Vorgang synchronisiert.

Man könnte nun daran denken, mit dem Bildwandler nach Bild 1 eine kinematografische Bildfolge dadurch zu gewinnen, daß man mehrere Beschleunigungsspannungsimpulse kurz hintereinander an den Bildwandler legt. So ist es beispielsweise gelungen, eine Reihe solcher Impulse zu erzeugen, die je eine Länge von  $10^{-7}$ s hatten und mit Abständen von je  $10^{-6}$ s aufeinanderfolgten. Trotzdem scheiterten diese Bemühungen, da für den Bildschirm des Bildwandlers keine Leuchtstoffe mit ausreichend kurzer Nachleuchtzeit gefunden werden konnten und eine Trennung der einzelnen, mit Abständen von  $10^{-6}$ s erscheinenden Leuchtbilder nicht gelang. Das Myriatron löst dieses Problem in der Weise, daß für die einzelnen Bilder verschiedene Stellen des Leuchtschirmes benutzt werden und die Bilder auf dem Schirm mosaikartig ineinandergeschachtelt sind. Das Nachleuchten des Bildschirms stört jetzt nicht mehr und kann beliebig

<sup>1)</sup> nach: Lunn, G. H., u. Chippendale, R. A.: The Myriatron. Electron. & Radio Eng. Bd. 34 (1957) Nr. 5, S. 156



lang sein, da das mosaikartige Leuchtbild mit geöffnetem Kameraverschluss fotografiert wird. Das Prinzip dieser Arbeitsweise des Myriatrons kann an Hand der Bilder 2 und 3 erläutert werden.

Die kreisförmige Fläche der Fotokatode (Bild 4), die einen Durchmesser von 25 mm hat, ist in kleine und voneinander unabhängige Quadrate gleichmäßig aufgeteilt, und zwar liegen auf einem Durchmesser der Foto-

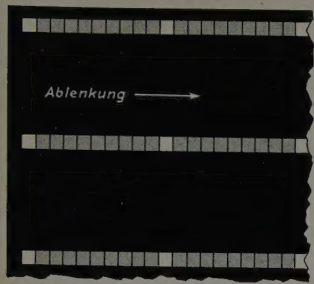
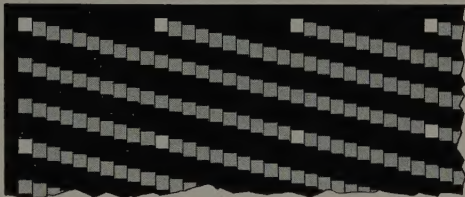


Bild 3. Das gleiche Raster wie im Bild 2 bei schräger Ablenkung, die das Unterbringen einer größeren Bildzahl auf der Schirmfläche gestattet



katode hundert solcher Quadrate. Von der Fotokatode geht also eine der Gesamtzahl der Quadrate entsprechende Anzahl von Elektronenstrahlen aus, die mittels elektronenoptischer Abbildungsmittel ein regelmäßiges Netz leuchtender Quadrate auf dem Leuchtschirm erzeugen. Bild 2 zeigt einen Ausschnitt des Leuchtschirmes. Die weiß gezeichneten Quadrate sollen diese leuchtenden Quadrate veranschaulichen. Die Leuchtquadrate haben eine Seitenlänge von  $\frac{1}{40}$  mm und gegenseitige Abstände von je  $\frac{1}{4}$  mm. Das Bild auf dem Leuchtschirm setzt sich aus diesen leuchtenden, im Bild 2 weißen Quadraten zusammen.

Wird nun die Gesamtheit der Elektronenstrahlen in waagerechter Richtung abgelenkt, so verschieben sich die leuchtenden Quadrate ebenfalls auf waagerechten Linien und nehmen nacheinander die im Bild 2 schattiert gezeichneten Lagen ein. Es ergeben sich neun weitere Lagen der Leuchtquadrate, die je einem Bild zugeordnet werden. Jedes Bild ist also gegenüber dem vorhergehenden um eine Seitenlänge des Quadrates verschoben. Der zeitliche Abstand zweier Bilder ist nur so groß, wie für die Ablenkung der Elektronenstrahlen um eine Seitenlänge des Quadrates, also um  $\frac{1}{40}$  mm, benötigt wird, kann also denkbar kurz gehalten werden.

Da bei der waagerechten Ablenkung nach Bild 2 nur 10% der Fläche des Leuchtschirmes ausgenutzt werden, wendet man besser eine schräge Ablenkung nach Bild 3 an. Theoretisch müßte man bei voller Ausnutzung der Fläche des Leuchtschirmes 100 Einzelbilder bekommen, praktisch kommt man aber wegen der unvermeidlichen elektronenoptischen Abbildungsfehler nur auf etwa 60 sauber voneinander getrennte Einzelbilder. Form und Abmessungen des Myriatrons gehen aus Bild 4 hervor.

Sämtliche Einzelbilder des Leuchtschirmes werden auf der gleichen, ruhenden fotografischen Platte aufgenommen. Es ergibt sich also ein Negativ, das alle Bilder mosaikartig ineinandergeschachtelt enthält und nicht ohne besondere Hilfsmittel ausgewertet werden kann. Zur Auswertung könnte man eine undurchsichtige Schablone benutzen, die kleine Öffnungen entsprechend den weißen Quadraten im Bild 2 oder 3 aufweist. Betrachtet man das Negativ mit der aufgelegten Schablone gegen eine Lichtquelle, so sieht man bei richtiger Lage der Schablone immer nur ein Einzelbild. Durch Verschieben der Schablone kann man nacheinander alle Einzelbilder sichtbar machen.

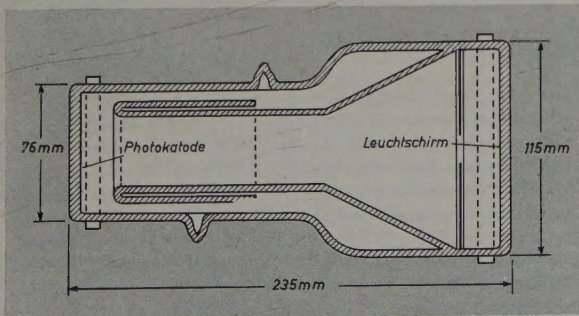


Bild 4. Form und Abmessungen des Myriatrons

# Helipot

## Feindrahtpotentiometer

ca. 50-fache Vergrößerung

Standard-linearität  $\pm 0,5\%$

10-fache Vergrößerung

↑  
SPANNUNG

→  
DREHWINKEL

Für Steuerung, Regelung und Automatisierung

Standard-Linearität  $\pm 0,5\%$

bestmögliche Linearität  $\pm 0,015\%$

**BECKMAN INSTRUMENTS GMBH**

**MÜNCHEN 45**

Ein Zweigwerk der Beckman Instruments Inc. Fullerton, Kalifornien USA

NÄHERE EINZELHEITEN UNTER 10 B 4



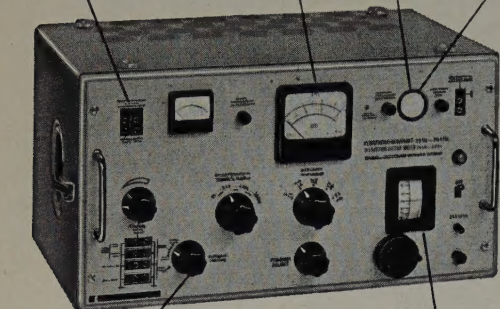
## 5 besondere Vorteile für die Klirrfaktormessung im Tonfrequenzbereich

Filteranschlässe, dadurch Brummunterdrückung und Einzelerfassung der Oberwellen

Quotientenmeßwerk, dadurch Klirrfaktor sofort ablesbar

eingebauter Kleinozillograph, dadurch schneller Abgleich, Anzeige von Oberwellen und Brumm

Schirmbilder: oben: vornehmlich  $k_2$  unten:  $k_2$  und Brumm



Selektionsteil abschaltbar, dadurch als direkter Frequenzgangmesser bis 100 kHz benutzbar

geeichte Frequenzskala, dadurch schnelle und sichere Einstellung

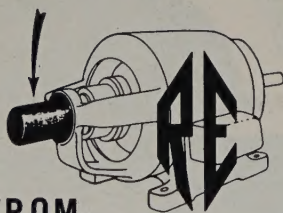
Frequenzbereich 20 Hz...20 kHz  
Klirrmessbereich 0,1...100%  
Eingang (500 k $\Omega$ ) 50 mV...200 V

Verlangen Sie unser Prospektblatt KLM-87



**WANDEL u. GOLTERMANN**  
RUNDfunk- und Messgeräte · REUTLINGEN/WÜRTT.

## GLEICH- UND WECHSELSTROM-TACHOMETER



### GLEICHSTROM-TACHOMETER

RE<sub>0</sub> 44

mit Permanentmagneten

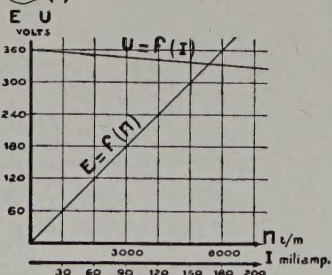
Große Genauigkeit in beiden Drehrichtungen  
Verzerrung sehr klein

- Weitere Modelle -

<b>GLEICHSTROM-TACHOMETER</b>	<b>RN 14</b>	20 V bei 1000 U/min
	<b>Y 58</b>	60 V bei 100 U/min
	<b>RE<sub>2</sub> 95</b>	70 V bei 100 U/min

<b>WECHSELSTROM-TACHOMETER</b>	<b>Y32</b>	250 V, 400 Hz bei 2000 U/min
	<b>Y<sub>0</sub> 615</b>	400 Hz bei 4000 U/min
	<b>Y<sub>0</sub> 15-15</b>	400 Hz bei 1600 U/min

**RADIO-ENERGIE** 75 Rue de la Glacière - Paris XIII<sup>e</sup>



## DR. FRÜNGEL GMBH.

Impuls- und Hochspannungsphysik · Hamburg-Rissen



### Elektronische Verzögerungsgeräte

1 - 100  $\mu$ s, 100 - 10000  $\mu$ s stufenlos einstellbar, RETARDER I und RETARDER II

**Impulstastgeräte** f. höchste Impulsfolgefrequenzen und Impulsleistungen für Röhrenprüfschaltungen der Radar-Technik

**Hochspannungs- und Hochstromstoß-erzeuger** (geeignet zur Erzeugung starker momentaner Magnetfelder)

**Hochfrequenzfilmgeräte** bis 50000 Aufnahmen pro Sekunde „Strobokin“

**Hochspannungsprüfanlagen** aller Art  
Impulsschweißmaschinen „Impulsa“

**HAMBURG-RISSEN · Wittenbergener Weg 79**

Telefon 81 21 51 · Fernschreiber 021 2883

## NEUBERGER

**Vielfach-Messgerät**

„TESTAVO“



### 57 MESSBEREICHE

- 12 Gleichstrom-Messbereiche: 30  $\mu$ A ... 1200 mA
  - 11 Wechselstrom-Messbereiche: 120  $\mu$ A ... 1200 mA
  - 11 Gleichspannungs-Messbereiche: ( $R_i = 33333 \Omega/V$ ) 60 mV ... 1200 V
  - 10 Gleichspannungs-Messbereiche: ( $R_i = 10000 \Omega/V$ ) 1,2 V ... 1200 V
  - 10 Wechselspannungs-Messbereiche: ( $R_i = 10000 \Omega/V$ ) 1,2 V ... 1200 V
  - 3 Widerstands-Messbereiche: 100  $\Omega$  / 100 k $\Omega$  / 10 M $\Omega$
- Anzeigenauigkeit: Gleichstrom  $\pm 1\%$  vom Skalenendwert.  
Wechselstrom v. 30 bis 15000 Hz bei unverzerrter Kurvenform  $\pm 1,5\%$  vom Skalenendwert. Skalenbogenlänge 125 mm  
Abmessungen ca. 215 x 272 x 110 mm

**NEUBERGER MÜNCHEN 25**



Dieses Verfahren ist aber praktisch kaum durchführbar. Die Auswertung des Negativs erfolgt daher auf dem im Bild 5 veranschaulichten Wege. Von dem Negativ wird ein kontrastreiches Diapositiv hergestellt, das nun von einem Myriatron mit gleichmäßig beleuchteter Fotokatode in beliebigen langsam aufeinanderfolgenden und lange dauernden Ablenk-Schaltstritten von den Elektronenstrahlbündeln abgetastet wird. Auf dem Leuchtschirm entstehen gleichmäßig helle Quadrate, die die zu dem gleichen Einzelbild des Diapositivs gehörenden Quadrate beleuchten. Die Ablenkgeschwindigkeit wird so gewählt, daß die Einzelbilder des Diapositivs mit einer Frequenz abgetastet werden, die gleich der Bildfrequenz der Filmkamera ist, mit der das Diapositiv während des Abtastens aufgenommen wird. Der Film zeigt dann eine Zeitlupendarstellung des ursprünglichen Vorganges.

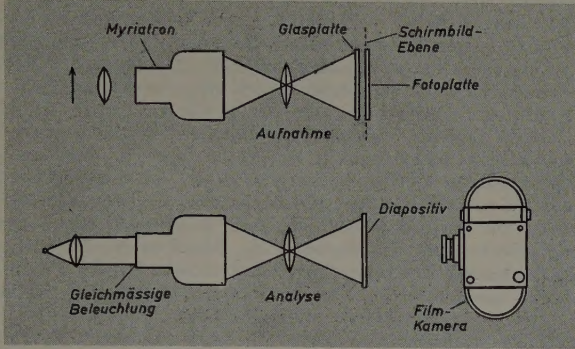


Bild 5. Alle Einzelbilder werden mit dem Myriatron auf der gleichen, ruhenden fotografischen Platte aufgenommen. Das davon hergestellte Diapositiv wird vom Myriatron mit geringer Geschwindigkeit absatzweise abgetastet und von einer Filmkamera mit üblicher Bildfrequenz fotografiert

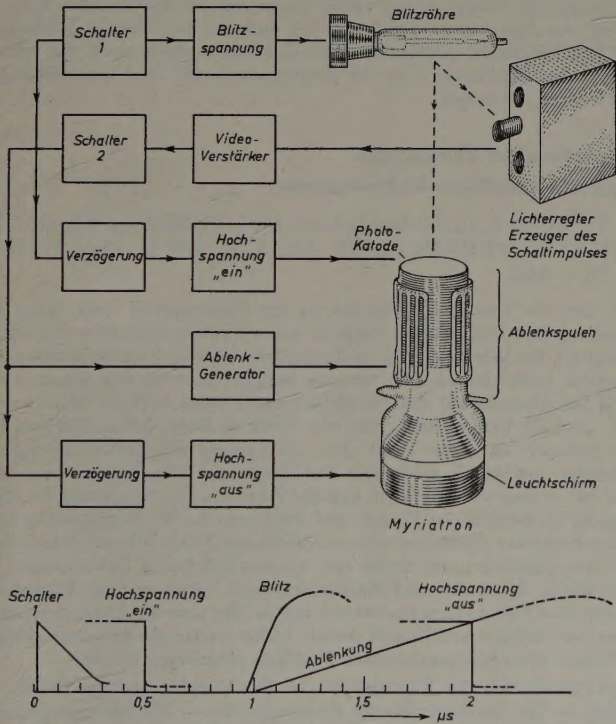


Bild 6. Schematische Darstellung einer Anlage zur Aufnahme einer Reihe von Einzelbildern einer Blitzröhren-Entladung mit sehr hoher Frequenz mittels eines Myriatrons (oben) und der zeitliche Ablauf der Vorgänge (unten)

Im Bild 6 ist schließlich ein Schema der zur Aufnahme sehr schneller Vorgänge mit dem Myriatron dienenden Gesamtanlage zu sehen. Das Myriatron soll die Blitzröhre oder den von ihr beleuchteten Vorgang abbilden. Mit Hilfe des Schalters 1 wird der Vorgang ausgelöst, die Blitzlampe gezündet und die Beschleunigungsspannung an das Myriatron gelegt. Ein Teil des Lichtes der Blitzlampe fällt auf die Fozozelle eines Gerätes, das einen Schaltimpuls erzeugt, der den Ablenkgenerator in Betrieb setzt und über einen Verzögerungskreis die Beschleunigungsspannung nach einer gewissen Zeit (etwa nach 2 µs) wieder abschaltet. Im unteren Teil von Bild 6 sind die verschiedenen Tätigkeiten der Anlage, nämlich Betätigung des Schalters 1, Einschalten der Beschleunigungsspannung, Aufleuchten der Blitzlampe, Ablenkung und Abschalten der Beschleunigungsspannung, in ihrer zeitlichen Aufeinanderfolge anschaulich dargestellt.

— gs



### Lorenz-Drehfeldsysteme

In gleicher Präzision fertigen wir  
Spaltpolmotoren, Einankerumformer,  
Tachodynamos, Elektrogebläse

**LORENZ** C. Lorenz AG  
Werk Landshut/Bayern

## RELAIS-REGLER

**Industrie-schaltgeräte**  
nach VDE 0560/52

**Elektronische Relais**  
Schweißzeitbegrenzer  
Pressensteuerungen  
Dämmerungsschalter  
Lichtstrahlsteuerungen

**Ulfuerungs-automaten**  
jetzt in verbesserter Ausführung nach neuesten Richtlinien Din 4787

**Quecksilberrelais in allen Ausführungen**  
Festmetallkontaktrelais  
**Verzögerungsrelais**  
Wischrelais  
Stromstoßrelais  
Einstellbare Stromrelais  
Batterieladerelais  
Telefonruf-Relais  
Drehankerrelais  
Zeit- und Motorschaltwerke  
**Drehmesserschalter**  
Temperaturregler u. -begrenzer

**EBERLE & CO.**  
NUERNBERG  
OEDENBERGER-STRASSE 37/65



**DAS PRINZIP**

des selbstreinigenden Sicherheits-Kontaktes  
und die ausgereiften Erfahrungen im Bau von trennbaren  
Kabelverbindungen sind es, die unsere Konstruktionen auf allen  
Gebieten der Elektronik so betriebssicher machen.

**AUSFÜHRUNGSBEISPIEL**  
T 3500/01-02

**KONTAKTEINRICHTUNGEN  
FÜR ELEKTRONISCHE APPARATE  
UND MASCHINEN**

INTERNATIONAL EINGETRAGENES WARENZEICHEN  
IN- UND AUSLÄNDISCHE PATENTE

**TUCHEL-KONTAKT HEILBRONN/NECKAR**

TEL 2389-5890 · F 5 0726/616

**PRESSLER**

**DGL**

**PHOTOZELLEN**

**GLIMMLAMPEN**

**STABILISATOREN**

**GLIMMRELAIS**

**BLITZRÖHREN**

**VAKUUMTECHNIK · ERLANGEN**

## NEUE BÜCHER

### Fachwörterbuch mit Definitionen und Abbildungen

#### V. Band der Reihe HANDBUCH FÜR HOCHFREQUENZ- UND ELEKTROTECHNIKER

Herausgegeben von Werner W. Diefenbach und Oberingenieur K. Kretzer. Berlin-Borsigwalde 1957, VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH. 810 S. m. 514 B. Preis in Ganzl. geb. 26,80 DM.

Etwa 7000 der wichtigsten und gebräuchlichsten Fachausdrücke der Hochfrequenz- und Elektrotechnik sowie ihrer Randgebiete sind — von A bis Z in einem Band — in diesem neuen Fachwörterbuch definiert. Dabei wird bei jedem Fachwort gesagt, für welches Gebiet die Definition in erster Linie gilt. Unterstützt durch zahlreiche Abbildungen, erläuternde Formeln und Hinweise auf artverwandte Begriffsbestimmungen sowie vielfach auf noch ausführlichere Angaben in den bisherigen vier Bänden der HANDBUCH-Reihe, informiert das Buch den Fachmann zuverlässig über manche ihm nicht sogleich bekannten Begriffe. Aber auch dem Angehörigen anderer Fachrichtungen wird es ein wertvolles Nachschlagewerk beim Überwinden der Fachsprache des ihm weniger bekannten Neulandes sein. Die unter Mitarbeit von über 20 Spezialisten behandelten Hauptfachgebiete sind: Antennentechnik, Bauelemente, Dezimetertechnik, Elektroakustik, Elektromedizin, Elektronische Musik, Entstörungstechnik, Fernmeldetechnik, Fernsehtechnik, Funkortung, Halbleitertechnik, Hochfrequenztechnik, Impulstechnik, Industrie-Elektronik, Kommerzielle Nachrichtentechnik, KW- und Amateur-KW-Technik, Lichttechnik, Mathematik, Meßtechnik, Nachrichtensysteme, Richtfunktechnik, Röhrentechnik, Rundfunktechnik, Ultrakurzwellenteknik und Werkstofftechnik.

Ein Buch, nach dem jeder gern greift, der sich schnell und dennoch gründlich über Umfang, Bedeutung und Auslegung von Fachausdrücken aus den genannten Gebieten und vielen Randgebieten unterrichten will. Im Anhang des Fachwörterbuches, das im Äußeren den blauen Bänden der HANDBUCH-Reihe gleicht, sind in Kurzbiographien noch die wissenschaftlichen Verdienste von 70 Wegbereitern der Elektrotechnik und Funktechnik gewürdigt.

### Kompodium der Photographie

#### I. Band: Die Grundlagen der Photographie

Von E. Mutter. Berlin-Borsigwalde 1957, VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH. 355 S. m. 156 B. Preis in Ganzl. geb. 26,— DM.

Weit über die Liebhaberei hinaus ist die Photographie und damit das Wissen um ihre Grundlagen, Technik und Anwendungen zum vielseitigen Hilfsmittel des Wissenschaftlers, Ingenieurs und Technikers unserer Zeit geworden. Dabei treten aber oftmals Sonderfragen an ihn heran, die er als Nichtfachmann auf diesem Gebiet nicht ohne weiteres beantworten kann. Deshalb wird er stets gern ein Werk zu Rate ziehen, das ihm hilfreich beratend zur Seite steht. Der als Experte auf seinem Fachgebiet geschätzte und durch zahlreiche Publikationen bekanntgewordene Verfasser hat in dem vorliegenden, in jeder Hinsicht gut ausgestatteten Buch erstmalig grundsätzliche Fragen und Probleme der Photographie in einer für den Praktiker zugeschnittenen einheitlichen Form behandelt und dabei doch den gegenwärtigen Stand der wissenschaftlichen Erkenntnisse berücksichtigt. Als Lehr- und Nachschlagewerk dient es dem Fachphotographen und Laboranten ebenso wie jedem, der sich der Photographie als Hilfsmittel bei der beruflichen Arbeit bedient oder als Amateur tiefer in das Wissen der photographischen Vorgänge eindringen möchte.

Inhalt: Geschichte der Photographie — Die Voraussetzungen der Photographie — Die photographische Sensitometrie — Die photographischen Schichten, ihr Aufbau, ihre Eigenschaften und Verwendung — Die zweckmäßige Dunkelkammerbeleuchtung — Die Hypersensibilisierung und Latensifikation — Allgemeine Chemie und photographische Chemie — Optik und Abbildungsgesetze — Beleuchtungs- und Belichtungs-technik — Die Farbenphotographie.

Ro.

Wir übernehmen für unsere optische Abteilung noch Lohnarbeiten für einfache sowie **hochwertige**

### Flach- und Rundoptik

Auf Wunsch kann neue Optik entwickelt und berechnet werden. Angebote erbeten unter E.G. 1007